

**VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky**

**Návrh filtrů s inverzní Čebyševovou a Cauerovou
charakteristikou**

Inverse Chebyshev and Cauer Characteristic Filter Design

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Silvie Prchalová**

Studijní program: N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor: 2601T013 Telekomunikační technika

Téma: **Návrh filtrů s inverzní Cebyševovou a Cauerovou charakteristikou**
Inverse Chebyshev and Cauer Characteristic Filter Design

Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

Kmitočtové filtry jsou důležitou součástí přenosového řetězce. Pro aktivními filtry je významná aplikace Antoniova konvertoru a struktura Akerberg - Mossberg. Cílem práce je navrhnout, proměřit a porovnat vlastnosti filtrů uvedených struktur.

1. Prostudujte a popište metodiku návrhu aktivních filtrů s uvedenými strukturami.
3. Navrhněte horní a dolní propust aktivních filtrů.
4. Proveďte simulaci kmitočtové charakteristiky a proměřte tuto charakteristiku u navržených filtrů.
5. Porovnejte a zdůvodněte výsledky ze simulace a z měření.

Seznam doporučené odborné literatury:

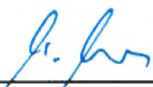
- [1] GAJDOŠÍK, L. *Návrh analogových filtrů*. Praha : BEN Technická literatura, 2013. 239 s. ISBN 978-80-7300-468-2.
- [2] HÁJEK, K; SEDLÁČEK, J; *Kmitočtové filtry*. Praha : BEN - Technická literatura, 2002. 535 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [3] DAVÍDEK, V; LEIPERT, M; VLČEK, M; *Analogové a číslicové filtry*. Praha : ČVUT, 2000. 337 s. ISBN 80-01-02178-5.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Dr. Ing. Libor Gajdošík**

Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017


doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry





prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracovala samostatně. Uvedla jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpala.

V Ostravě dne: 27. dubna 2017


.....
podpis studenta

Poděkování

Ráda bych poděkovala vedoucímu diplomové práce Dr. Ing. Liborovi Gajdošíkovi za odbornou pomoc a konzultaci při vytváření této diplomové práce.

Abstrakt

Smyslem této diplomové práce na téma „Návrh filtrů s inverzní Čebyševovou a Cauerovou charakteristikou“ je prostudování aktivních filtrů v zapojení se strukturou Akerberg-Mossberg a struktury s Antoniovým obecným impedančním konvertorem. Dle pokynů vedoucího práce byly navrženy dolní a horní propusti aktivních filtrů. Byla provedena simulace kmitočtové charakteristiky a následné proměření v laboratoři. Posledním bodem diplomové práce je vyhodnocení výsledků měření a porovnání testovaných struktur.

Klíčová slova

Kmitočtové filtry, dolní propust, horní propust, inverzní Čebyšev, Cauer, Akerberg-Mossberg, obecný impedanční konvertor, simulovaná indukčnost, FNDR, Brutonova transformace

Abstract

The purpose of this diploma thesis aim on the topic “Inverse Chebyshev and Cauer Characterstic Filter Design” is the study of active filters in the involvement with Akerberg-Mossberg structure and Antonio's general impedance converter. According to the instruction of the supervisor have been designed the lower and upper passes of the active filters. The simulation of frequency characteristic and subsequent measuerement have been carried out. The last point of the diploma thesis is evaluation of measurement results and comparation of tested structures.

Key words

Frequency filters, low pass, high pass, inverse Chebyshev, Cauer, Akerber-Mossberg, general impedance converter, simulated inductance, FNDR, Bruton transformation

Obsah

Seznam použitých symbolů.....	- 9 -
Seznam použitých zkratek.....	- 11 -
Seznam ilustrací, seznam tabulek a seznam grafů	- 12 -
Úvod.....	- 16 -
1 Kmitočtové filtry	- 17 -
1.1 Základní typy filtrů	- 17 -
1.1.1 Dolní propust.....	- 17 -
1.1.2 Horní propust.....	- 18 -
1.1.3 Pásmová propust.....	- 19 -
1.1.4 Pásmová zádrž.....	- 20 -
1.2 Typy aproximací	- 20 -
1.2.1 Inverzní Čebyševova aproximace.....	- 21 -
1.2.2 Cauerova aproximace	- 22 -
1.3 Aktivní filtry	- 22 -
1.3.1 Aplikace Antoniova obecného konvertoru.....	- 22 -
1.3.2 Kaskádní syntéza se strukturou Akerberg-Mossberg	- 26 -
1.4 Pasivní filtry.....	- 27 -
2 Postup při návrhu filtrů	- 30 -
2.1 Toleranční pole	- 30 -
2.2 Kmitočtové transformace filtrů na normovanou dolní propust	- 30 -
2.2.1 Transformace dolní propusti na normovanou dolní propust	- 30 -
2.2.2 Transformace horní propusti na normovanou dolní propust	- 31 -
2.3 Výpočet n tého řádu filtru	- 31 -
2.4 Směrnice návrhu pro vytvoření aktivních filtrů	- 33 -
3 Návrh jednotlivých propustí.....	- 34 -
3.1 Horní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou	- 34 -
3.1.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg	- 34 -
3.1.2 Zapojení pomocí GIC jako simulované indukčnosti	- 37 -
3.2 Horní propust s Cauerovou charakteristikou.....	- 40 -
3.2.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg	- 40 -
3.2.2 Zapojení pomocí GIC jako simulované indukčnosti	- 43 -

3.3	Dolní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou.....	- 46 -
3.3.1	Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg	- 46 -
3.3.2	Zapojení pomocí GIC jako dvojné kapacity.....	- 49 -
3.4	Dolní propust s Cauerovou charakteristikou.....	- 52 -
3.4.1	Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg	- 52 -
3.4.2	Zapojení pomocí GIC jako dvojné kapacity.....	- 55 -
4	Laboratorní měření.....	- 58 -
4.1	Porovnání horní propusti s inverzní Čebyševovou charakteristikou.....	- 61 -
4.1.1	Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg	- 61 -
4.1.2	Zapojení pomocí GIC jako simulované indukčnosti	- 62 -
4.2	Porovnání horní propusti s Cauerovou charakteristikou	- 63 -
4.2.1	Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg	- 63 -
4.2.2	Zapojení pomocí GIC jako simulované indukčnosti	- 64 -
4.3	Porovnání dolní propusti s inverzní Čebyševovou charakteristikou	- 65 -
4.3.1	Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg	- 65 -
4.3.2	Zapojení pomocí GIC jako dvojné kapacity.....	- 66 -
4.4	Porovnání dolní propusti s Cauerovou charakteristikou	- 67 -
4.4.1	Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg	- 67 -
4.4.2	Zapojení pomocí GIC jako dvojné kapacity.....	- 68 -
	Závěr	- 69 -
	Použitá literatura	- 71 -
	Seznam příloh.....	- 73 -

Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
A	dB	Úroveň přenosu
a		Konstanta, polynom
agm		Aritmeticko-geometrický průměr
am		Aritmetický průměr
A_{max}	dB	Maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu
A_{min}	dB	Minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném pásmu
arg f		Argument funkce f
b		Konstanta, polynom
c		Konstanta, normovaná kapacita
C	F	Elektrická kapacita
cosh		Hyperbolický kosinus
D		Dvojná kapacita
d		Konstanta, polynom
f	Hz	Kmitočet
f₀	Hz	Středový kmitočet
f_c	Hz	Zlomový kmitočet
f_d	Hz	Dolní zlomový kmitočet
f_h	Hz	Horní zlomový kmitočet
gm		Geometrický průměr
H		Přenosová funkce
h		Konstanta
H₀		Konstanta přenosu
H_∞		Konstanta přenosu
i		Index

Seznam použitých symbolů

j		Imaginární jednotka
K		Úplný eliptický integrál 1. druhu
k		Index, selektivní koeficient
k_1		Diskriminační koeficient
L	H	Indukčnost
M_i		Maximální hodnota přenosu
n		Přirozené číslo
p		Komplexní proměnná
Q		Činitel jakosti
R	Ω	Elektrický odpor
R_0		Normovací konstanta
s		Komplexní proměnná
U	V	Elektrické napětí
u		Konstanta, proměnná
v		Konstanta
x	dB	Aritmetický průměr
Z	Ω	Impedance
δx		Relativní odchylka
Δx	dB	Průměrná odchylka
ω		Úhlový kmitočet
ω_0		Středový úhlový kmitočet, normovací konstanta
Ω_s		Význačný kmitočet
Ω_s		Činitel selektivity

Seznam použitých zkratk

Zkratka	Význam
DP	Dolní propust
FDNR	Frequency dependent negative resistance
GIC	General impedance converter
HP	Horní propust
NDP	Normovaná dolní propust
OZ	Operační zesilovač

Seznam ilustrací, seznam tabulek a seznam grafů

Číslo ilustrace	Název ilustrace	Číslo stránky
1.1	Základní typy filtrů	17
1.2	Dolní propust	18
1.3	Horní propust	19
1.4	Pásmová propust	19
1.5	Pásmová zádrž	20
1.6	Ideální a reálný průběh modulové kmitočtové charakteristiky	21
1.7	Inverzní Čebyševova aproximace	21
1.8	Caurerova aproximace	22
1.9	Obecný impedanční konvertor	23
1.10	GIC – simulovaná indukčnost	24
1.11	GIC – dvojná kapacita	25
1.12	Obecné zapojení struktury Akerberg-Mossberg	27
1.13	RC filtr typu dolní propust	28
1.14	RL filtr typu dolní propust	28
1.15	Dolní propust v topologii π	28
1.16	Horní propust v topologii T	29
2.1	Toleranční pole	30
2.2	Transformace dolní propusti na dolní normovanou propust	31
2.3	Transformace horní propusti na dolní normovanou propust	31
2.4	Kaskádní rozdělení přenosových funkcí	33
3.1	HP 3.řádu pro inverzní Čebyševův filtr se strukturou Akerberg-Mossberg	36
3.2	Modulová kmitočtová charakteristika pro inverzní Čebyševovu HP 3.řádu v zapojení Akerberg-Mossberg	36
3.3	DP 3.řádu inverzního Čebyševova pasivního filtru	37
3.4	Normovaná HP pro inverzní Čebyševovu charakteristiku s GIC	38

3.5	Normovaný GIC pro HP inverzního Čebyševova filtru	38
3.6	Výsledné zapojení HP inverzního Čebyševova filtru 3.řádu s GIC	39
3.7	Modulová kmitočtová charakteristika pro HP inverzního Čebyševova filtru s GIC	39
3.8	HP 3.řádu pro Cauerův filtr se strukturou Akerberg-Mossberg	42
3.9	Modulová kmitočtová charakteristika pro Cauerovu HP 3.řádu v zapojení Akerberg-Mossberg	42
3.10	DP 3.řádu Cauerova pasivního filtru	43
3.11	Normovaná HP pro Cauerovu charakteristiku s GIC	44
3.12	Normovaný GIC pro HP Cauerova filtru	44
3.13	Výsledné zapojení HP Cauerova filtru 3.řádu s GIC	45
3.14	Modulová kmitočtová charakteristika pro HP Cauerova filtru s GIC	45
3.15	DP 3.řádu pro inverzní Čebyševův filtr se strukturou Akerberg-Mossberg	48
3.16	Modulová kmitočtová charakteristika pro inverzní Čebyševovu DP 3.řádu v zapojení Akerberg-Mossberg	48
3.17	NDP pro inverzní Čebyševovu charakteristiku s GIC	49
3.18	Normovaný GIC pro DP inverzního Čebyševova filtru	50
3.19	Výsledné zapojení DP inverzního Čebyševova filtru 3.řádu s GIC	51
3.20	Modulová kmitočtová charakteristika pro inverzní Čebyševovu DP s GIC	51
3.21	DP 3.řádu pro Cauerův filtr se strukturou Akerberg-Mossberg	54
3.22	Modulová kmitočtová charakteristika pro Cauerovu DP 3.řádu v zapojení Akerberg-Mossberg	54
3.23	NDP pro Cauerovu charakteristiku s GIC	55
3.24	Normovaný GIC pro DP Cauerova filtru	56
3.25	Výsledné zapojení DP Cauerova filtru 3.řádu s GIC	57
3.26	Modulová kmitočtová charakteristika pro Cauerovu DP s GIC	57
4.1	Dvojitý laboratorní zdroj napětí DIAMETRAL	58

	P230R51D	
4.2	Dvoukanálový osciloskop Tektronix TDS 1002B	58
4.3	Arbitrážní generátor funkcí Agilent 33210A	59
4.4	Nepájivé kontaktní pole	59
4.5	Schéma pro zapojení OZ v nepájivém poli	60

Číslo tabulky	Název tabulky	Číslo stránky
1.1	Tabulka Brutonovy transformace násobením $1/s$	25
3.1	Tabulka jednotlivých sekcí s parametry Q_i a H_{0i}	34
3.2	Tabulka jednotlivých sekcí s parametry Q_i a H_{0i}	46
4.1	Naměřené a simulované hodnoty pro HP s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg	61
4.2	Naměřené a simulované hodnoty pro HP s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení s GIC	62
4.3	Naměřené a simulované hodnoty pro HP s Cauerovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg	63
4.4	Naměřené a simulované hodnoty pro HP s Cauerovou charakteristikou v zapojení s GIC	64
4.5	Naměřené a simulované hodnoty pro DP s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg	65
4.6	Naměřené a simulované hodnoty pro DP s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení s GIC	66
4.7	Naměřené a simulované hodnoty pro DP s Cauerovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg	67
4.8	Naměřené a simulované hodnoty pro DP s Cauerovou charakteristikou v zapojení s GIC	68

Číslo grafu	Název grafu	Číslo stránky
4.1	Inverzní Čebyševova HP v zapojení Akerberg-Mossberg	61
4.2	Inverzní Čebyševova HP v zapojení s GIC	62
4.3	Cauerova HP v zapojení Akerberg-Mossberg	63

4.4	Cauerova HP v zapojení s GIC	64
4.5	Inverzní Čebyševova DP v zapojení Akerberg-Mossberg	65
4.6	Inverzní Čebyševova DP v zapojení s GIC	66
4.7	Cauerova DP v zapojení Akerberg-Mossberg	67
4.8	Cauerova DP v zapojení s GIC	68

Úvod

Tato diplomová práce se zabývá řešením problematiky návrhu filtrů s inverzní Čebyševovou charakteristikou a Cauerovou charakteristikou, konkrétněji u aktivních filtrů je významná aplikace Antoniova obecného impedančního konvertoru použitého u dolních propustí jako dvojná kapacita či u horních propustí jako simulovaná indukčnost a kaskádní řazení za pomoci struktury Akerberg-Mossberg. Kmitočtové filtry lze nalézt v elektronice, elektrotechnice, radiotechnice či elektroakustice.

Celý spis je rozvrhnut do několika úseků. První úsek teoretické části se zaměřuje na rozdělení filtrů podle jejich přenosových vlastností na dolní propust, horní propust, pásmovou propust a pásmovou zádrž. Rovněž se zde podrobněji obeznámíme s dvěma aproximacemi, a to inverzní Čebyševovou a Cauerovou aproximací, které jsou v této práci použity. Aktivní filtry v této práci jsou zaměřeny na využití Antoniova obecného konvertoru, který umožňuje nahrazení skutečných cívek ve filtrech odpory, kondenzátory a operačními zesilovači. U horních propustí je využito Antoniova obecného impedančního konvertoru jako simulované indukčnosti, zatímco u dolních propustí je využit jako dvojná kapacita. Aktivní filtry lze také realizovat pomocí kaskádní syntézy kupříkladu se strukturou Akerberg-Mossberg využitou v této závěrečné práci.

Druhým úsekem teoretické části je postup při návrhu filtrů, kde je popsáno, jak postupovat krok za krokem. Prvním krokem je stanovení tolerančního pole za použití kmitočtových transformací na normovanou dolní propust, kdy je nezbytné vymezit charakteristiku nerovnoměrnosti přípustného zvlnění. Tato kapitola také zahrnuje vztahy pro výpočet n tého řádu filtru pro jednotlivé aproximace a směrnice návrhu pro vytvoření aktivních filtrů.

Třetí úsek je právě tak teoretický, avšak už se zde přistupuje ke konkrétním návrhům aktivních filtrů jednotlivých propustí za použití Antoniova obecného konvertoru a kaskádní syntézy za pomoci struktury Akerberg-Mossberg. V této části je přikročeno k simulaci navrhnutých filtrů v programu SNAP pro analýzu lineárních obvodů.

Závěrečným úsekem je praktická část, popisující použité měřicí přístroje a výsledky laboratorního měření. Z doložených grafů je možno porovnat naměřené hodnoty laboratorního měření s hodnotami získané simulací v programu SNAP. Z uvedených tabulek je možné vyčíst hodnoty z výstupu osciloskopu v jednotkách mV, které jsou potřebné pro následný převod na jednotky dB. V tabulkách se také nachází aritmetický průměr naměřených a simulovaných hodnot, průměrná odchylka měření a relativní odchylka měření.

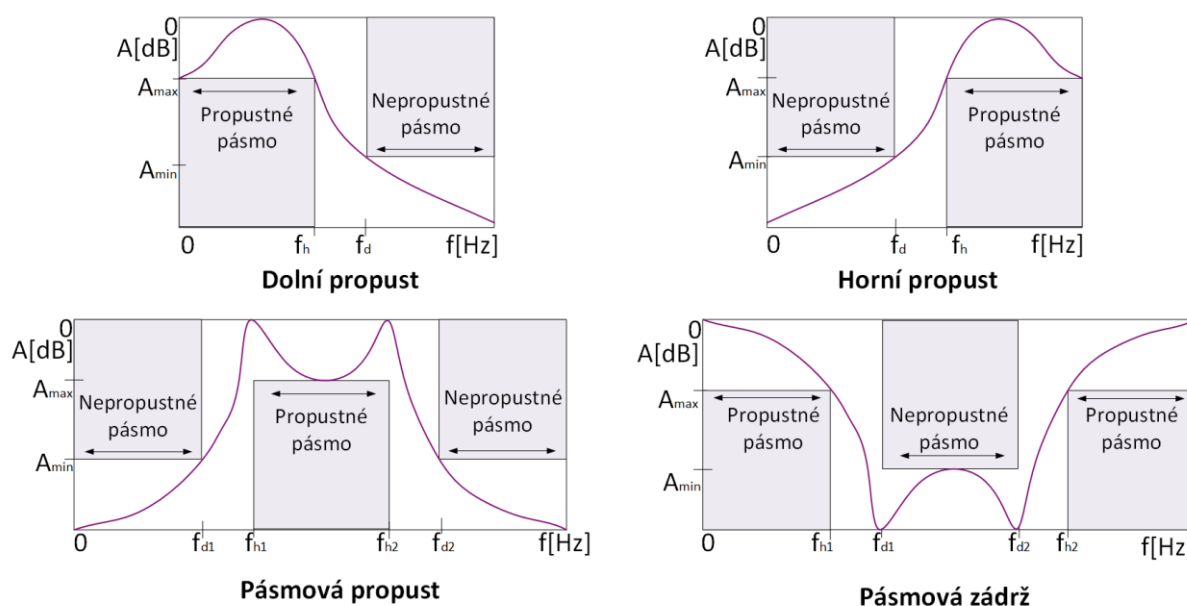
1 Kmitočtové filtry

Patrně každý z nás přišel ve svém životě do styku s nějakým typem filtru. Milovníci kávy se určitě setkali s kávovým filtrem, který se používá k separaci kávové sedliny z kapaliny, motoristé se jistě setkali s olejovým filtrem, využívaným k odstranění znečišťujících látek z oleje motoru. Lidé pracující v kanceláři často filtrují nedůležitou práci a upřednostňují tu důležitou. Podstatou filtrace je tedy oddělování požadované složky z nepožadované. V této práci se nebudeme bavit o kávě, oleji nebo papírování, nýbrž o kmitočtových filtrech. Účelem kmitočtových filtrů je selekce kmitočtových složek procházejícího signálu podle jejich kmitočtů.

Podstatou kmitočtových filtrů je oddělení požadované frekvence signálu z nežádoucí složky, nebo v jiných aplikacích jednoduše změněného frekvenčního obsahu, který pak změní křivku signálu.

1.1 Základní typy filtrů

Existuje mnoho typů filtrů a cest, jak tyto filtry klasifikovat. Pravděpodobně nejneužívanějším způsobem klasifikace filtrů je podle jejich přenosových vlastností. Patří mezi ně filtr s dolní propustí, horní propustí, pásmovou propustí a pásmovou zádrží, kde každý název odpovídá tomu, jak je ovlivněn kmitočet v propustném a nepropustném pásmu.

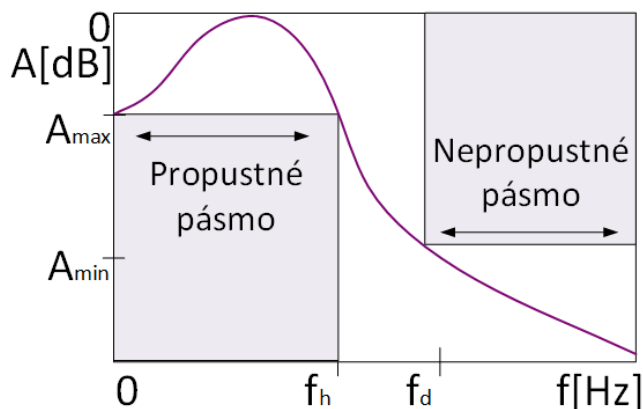


Obrázek 1.1: Základní typy filtrů

1.1.1 Dolní propust

Propustné pásmo sahá od nulové frekvence po horní zlomový kmitočet f_h , zatímco nepropustné pásmo začíná v bodě dolního zlomového kmitočtu f_d do nekonečna. Mezi těmito oblastmi se nachází přechodné pásmo ohraničené horním a dolním zlomovým kmitočtem. Úroveň přenosu v propustném pásmu může nabývat hodnot od 0 dB až po maximální dovolenou hodnotu

útlumu v propustném pásmu A_{max} . V nepropustném pásmu úroveň přenosu nabývá hodnot od minimální požadované hodnoty útlumu v nepropustném pásmu A_{min} po minus nekonečno. Filtr typu dolní propust je tedy specifikován čtyřmi parametry: horním zlomovým kmitočtem, dolním zlomovým kmitočtem, maximální dovolenou hodnotou útlumu v propustném pásmu a minimální požadovanou hodnotou v pásmu nepropustném.

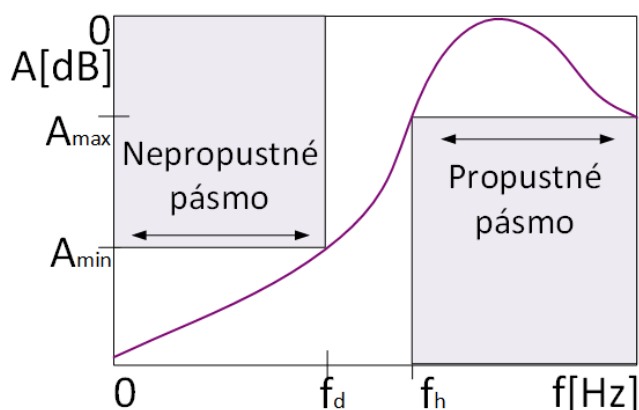


Obrázek 1.2: *Dolní propust*

Tyto filtry se používají vždy, když je nutné omezit obsah vysokofrekvenčního signálu. Například pokud máme dnes už zastaralou zvukovou pásku, která má tendenci ve vysokých frekvencích "syčet", použijeme pro odstranění nežádoucího šumu filtr dolní propusti. Tím se odstraní nežádoucí šum. Může dojít i k odstranění vysokých frekvencí, které nesou potřebnou informaci, proto je nutné mít na paměti, že jakýkoliv typ filtru nerozlišuje mezi informacemi a šumem, ale dokáže rozlišit jen frekvenční pásmo, které má potlačit.

1.1.2 Horní propust

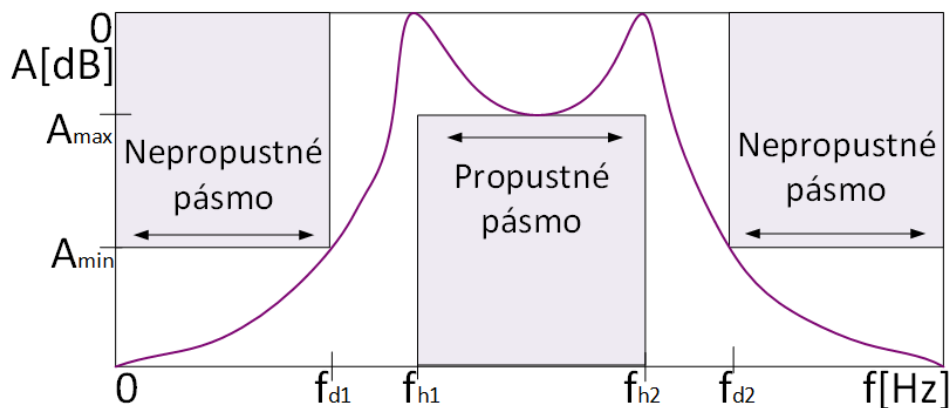
Na rozdíl od dolní propusti se nepropustné pásmo u horní propusti nachází v intervalu od nulového kmitočtu po dolní zlomový kmitočet f_d . Propustné pásmo začíná v bodě horního zlomového kmitočtu f_h . Mezi nepropustným a propustným pásmem se rozprostírá pásmo přechodné, ohraničené dolním zlomovým a horním zlomovým kmitočtem. V nepropustném pásmu se úroveň přenosu vyskytuje od minus nekonečna po minimální požadovanou hodnotu útlumu v nepropustném pásmu A_{min} . Hodnoty úrovně přenosu se v propustném pásmu nacházejí v rozmezí od maximální dovolené hodnoty útlumu v propustném pásmu A_{max} po 0 dB.

Obrázek 1.3: *Horní propust*

Filtry s horní propustí se využívají v případech, kdy je důležité eliminovat nízké frekvence ze signálu. Využívaly se například u gramofonů při použití gramofonových desek, u kterých při nízkých kmitočtech docházelo k nežádoucímu rušení. Horní propust byla nastavena na hodnotu horního zlomového kmitočtu 100 Hz a tím se nežádoucí rušení při nízkých kmitočtech odstranilo.

1.1.3 Pásmová propust

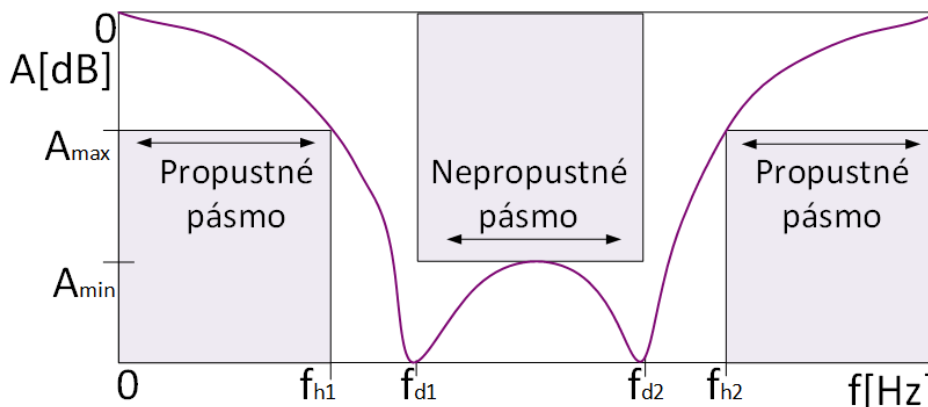
Filtr typu pásmové propusti propouští jen určité kmitočtové pásmo a zároveň tlumí frekvence pod nebo nad hranicí tohoto pásma. Nacházejí se zde dvě nepropustná pásma. Dolní nepropustné pásmo je ohraničeno od nulového kmitočtu po dolní zlomový kmitočet f_{d1} . Horní nepropustné pásmo začíná v bodě dolního zlomového kmitočtu f_{d2} po nekonečno. Propustné pásmo je v úseku od horního zlomového kmitočtu f_{h1} po horní zlomový kmitočet f_{h2} . Přechodná pásma jsou tedy logicky dvě, první mezi dolním zlomovým kmitočtem f_{d1} a horním zlomovým kmitočtem f_{h1} , druhé pak mezi dolním zlomovým kmitočtem f_{d2} a horním zlomovým kmitočtem f_{h2} . Uvnitř propustného pásma se nachází pouze jediný parametr úrovně přenosu. Jedná se o maximální dovolenou hodnotu útlumu v propustném pásmu A_{max} po úroveň v bodě 0 dB.

Obrázek 1.4: *Pásmová propust*

Typickým příkladem pro použití pásmové propusti je filtr pro zpracování zvukového signálu, který téměř bez zkreslení propouští kmitočty od 300 do 3 000 Hz, což odpovídá frekvenčnímu rozsahu lidského hlasu a všechny nežádoucí signál potlačí.

1.1.4 Pásmová zadrž

Pásmová zadrž se skládá ze dvou propustných pásem, mezi které je vsazeno pásmo nepropustné. Dolní propustné pásmo je v rozmezí od nulového kmitočtu po horní zlomový kmitočet f_{h1} , horní propustné pásmo pak v rozmezí od horního zlomového kmitočtu f_{h2} do nekonečna. Přechodná pásma jsou omezena horním zlomovým kmitočtem f_{h1} , dolním zlomovým kmitočtem f_{d1} a dolním zlomovým kmitočtem f_{d2} až po horní zlomový kmitočet f_{h2} . Nepropustné pásmo je mezi dolním zlomovým kmitočtem f_{d1} a dolním zlomovým kmitočtem f_{d2} . Úroveň přenosu je jediným parametrem v rámci nepropustného pásma. Je charakterizována minimální požadovanou hodnotou útlumu v nepropustném pásmu A_{min} .



Obrázek 1.5: Pásmová zadrž

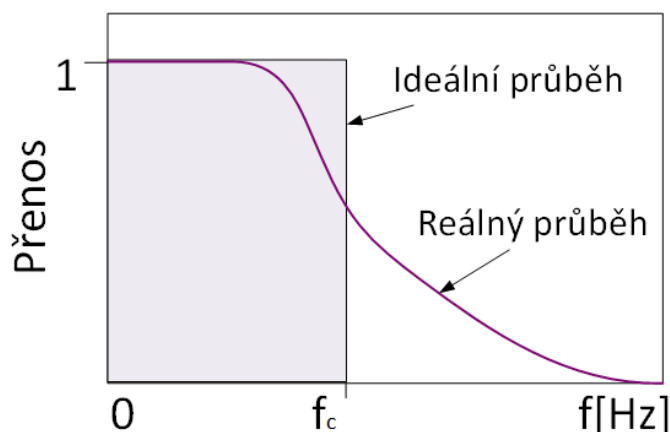
Využití pásmové zadrž je například u citlivých měřicích přístrojů.

1.2 Typy aproximací

Modulová kmitočtová charakteristika ideálního filtru typu dolní propusti je znázorněna na obrázku 1.6, kde jsou všechny kmitočty od 0 do f_c předány se ziskem 1 a všechny kmitočty nad f_c jsou kompletně oslabené, tedy s nulovým ziskem. Tento typ odezvy filtru označovaný jako ideální je v praxi nerealizovatelný. [1]

Naší snahou je navrhnout realizovatelný filtr s charakteristikou, která se blíží ideálnímu průběhu. Tento typ realizovatelné charakteristiky se pak nazývá aproximací. Čím je tento průběh blíže k ideálnímu průběhu, tím se zvyšují náklady na filtr, ať už se jedná o počet prvků, cenu, spotřebu energie atd.

Existují různé způsoby, jak se přiblížit k ideální odezvě na základě různých kritérií. Některé návrhy například kladou důraz na minimální zkreslení signálu v propustném pásmu na úkor většího útlumu v pásmu nepropustném. Jiné návrhy využívají rychlejšího přechodu v přechodném pásmu a umožňují větší zkreslení signálu v pásmu propustném.

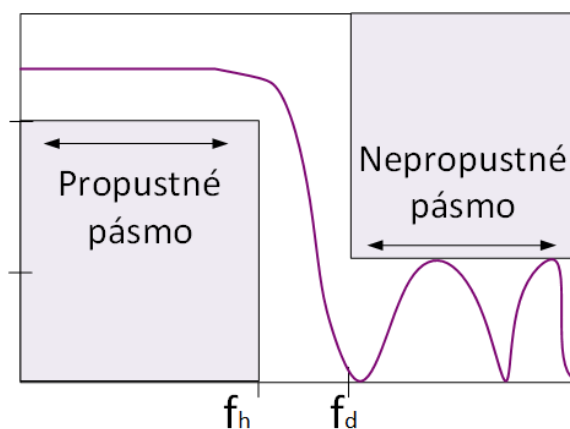


Obrázek 1.6: *Ideální a reálný průběh modulové kmitočtové charakteristiky*

1.2.1 Inverzní Čebyševova aproximace

Čebyševovy filtry jsou pojmenovány po ruském matematikovi Pafnuty Lvovichi Čebyševovi, žijícím v letech 1821-1894. Čebyšev vyvinul polynomy, na kterých je založen návrh filtrů. Byl vychováván v Moskvě a už od svých jedenácti let se zajímal o matematiku, jenž později vystudoval na moskevské univerzitě. Přestěhoval se do Petrohradu, kde až do odchodu do důchodu pracoval jako profesor na tamější univerzitě. Čebyšev je známý pro svou práci v různých oblastech matematiky, hlavně v oblasti pravděpodobnosti, statistiky a teorie čísel. Je také spojován s prací na ortogonálních polynomech a byl pravděpodobně prvním člověkem, který pochopil jejich koncept. [2], [3]

Inverzní Čebyševova aproximační funkce, nazývaná rovněž Čebyševova aproximace typu II., je racionální funkce s oběma póly a nulami ve své přenosové funkci. Tato aproximace má stejně jako Butterworthova aproximace hladkou, maximálně plochou odezvu v propustném pásmu, avšak se zvlněním v nepropustném pásmu způsobené nulovými body přenosové funkce. Inverzní Čebyševova aproximace poskytuje lepší přechodovou charakteristiku než Butterworthova aproximace a zároveň i příznivější fázovou charakteristiku než standardní Čebyševova aproximace.

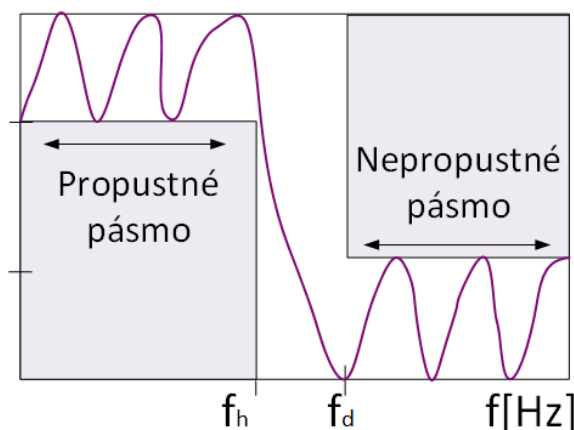


Obrázek 1.7: *Inverzní Čebyševova aproximace*

1.2.2 Cauerova aproximace

Tato aproximace nese název podle matematika Wilhelma Cauera, který se narodil roku 1900 v německém Berlíně. V roce 1924 absolvoval na Technické univerzitě v Berlíně a ve své práci pokračoval s cílem poskytnout pevný matematický základ pro analýzu a syntézu filtrů, což byl velký krok kupředu, neboť před tímto výkonem nebyly operace s filtry řádně pochopeny. Pracoval jako odborný asistent v Ústavu matematiky na univerzitě v Göttingenu. Nicméně v důsledku depresí se přestěhoval do USA, kde pokračoval ve studiích na tamější univerzitě Harvard, ale později se vrátil zpět do Německa. Zemřel na konci druhé světové války v roce 1945. [4], [5], [6]

Cauerova aproximace, nebo též eliptická aproximační funkce umožňuje nejlepší selektivitu charakteristik. Dle zadaných specifikací lze navrhnout filtr nejnižšího řádu, které neposkytuje žádná jiná aproximační metoda. Modulové charakteristiky Cauerova filtru kombinují stejnoměrné zvlnění v propustném i nepropustném pásmu. Fázová charakteristika této aproximace je nejméně lineární. Návrh Cauerových filtrů je obtížný s výpočty přenosové funkce pomocí eliptických integrálů.



Obrázek 1.8: Caurerova aproximace

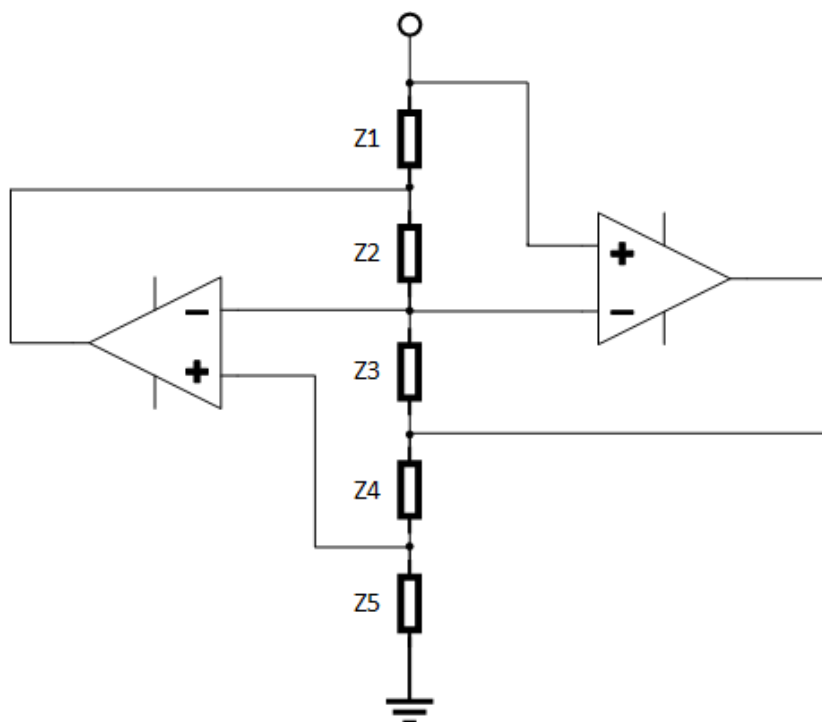
1.3 Aktivní filtry

Aktivní filtr je typ analogového elektronického filtru, který využívá aktivních prvků jako jsou například tranzistory, impedanční konvertory a nejvíce využívané standartní napěťové operační zesilovače (OZ). V návrhu filtru je možno použít zesilovač pro zlepšení výkonnosti a prediktability filtru, aniž by musela být použita cívka, která je obvykle ve srovnání s jinými prvky dražší. Díky konstrukci s operačními zesilovači jsme schopni dosáhnout lepších hodnot vstupní i výstupní impedance, což povoluje kaskádní řazení filtrů. Použití aktivních prvků má určitá omezení. OZ mají shora omezenou šířku pásma použitým OZ, takže jsou často nepraktické při vysokých frekvencích. Zdola není použití aktivních filtrů omezeno. Zesilovače spotřebovávají energii a generují do zapojení nežádoucí šum.

1.3.1 Aplikace Antoniova obecného konvertoru

Obecný impedanční konvertor ve zkratce GIC (z anglického General impedance converter), je typem dvojbranu měnícího zátěžovou imitanci na opačnou, navržený elektronikem A. Antoniou.

Obvody realizované pomocí GIC umožňují nahradit skutečné cívky ve filtrech odpory, kondenzátory a operačními zesilovači. Obrázek 1.9 zachycuje GIC v jeho originální podobě. [7], [8]



Obrázek 1.9: Obecný impedanční konvertor [9]

Vstupní bod impedance může být vyjádřen dle rovnice (1.1) jako

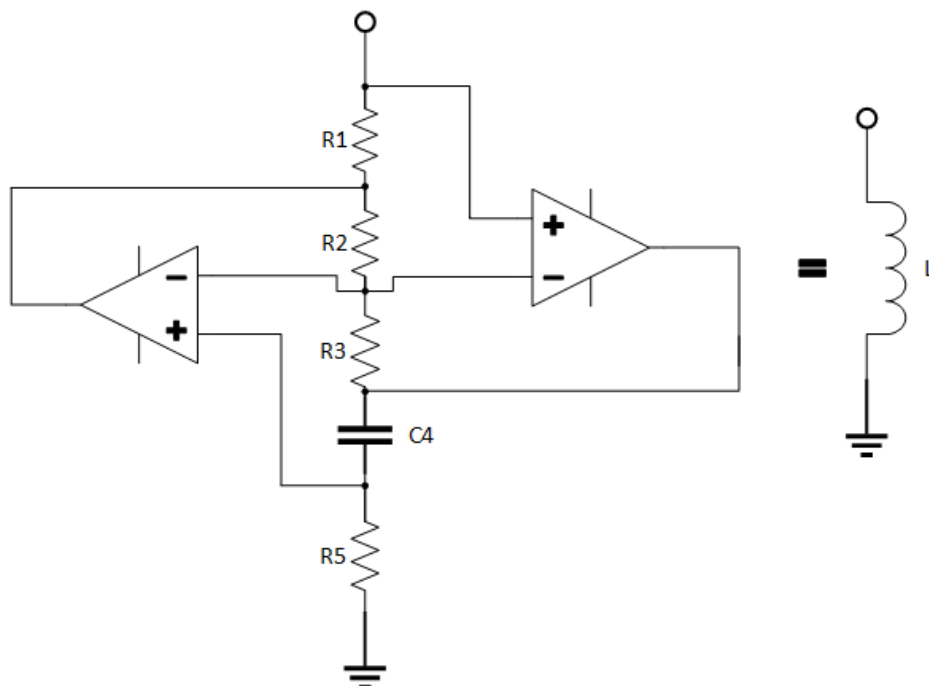
$$Z_{in} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} \quad (1.1)$$

Dosazením RC kombinací až dvou kondenzátorů místo Z_1 až Z_5 , mohou být simulovány různé impedance. Například při situaci, kdy se Z_4 skládá z kondenzátoru, který má impedanci $1/(sC_4)$, kde $s = j\omega$ a všechny ostatní prvky jsou rezistory $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$, $Z_3 = R_3$, bude vstupní bod impedance dán rovnicí (1.2).

$$Z_{in} = \frac{R_1 R_3 R_5}{R_2 \frac{1}{sC_4}} = sC_4 \frac{R_1 R_3 R_5}{R_2} = sL \quad (1.2)$$

Impedance je úměrná kmitočtu a je tedy shodná s induktorem mající hodnotu danou rovnicí (1.3), jak je patrné z obrázku 1.10.

$$L = C_4 \frac{R_1 R_3 R_5}{R_2} \quad (1.3)$$



Obrázek 1.10: GIC – simulovaná indukčnost

Jsou-li v obvodu zavedeny dva kondenzátory například pro $Z_1 = 1/(sC_1)$ a $Z_5 = 1/(sC_5)$, a ostatní prvky jsou rezistory $Z_2 = R_2$, $Z_3 = R_3$, $Z_4 = R_4$, pak výsledný bod vstupní impedance vychází z rovnice (1.4).

$$Z_{in} = \frac{\frac{1}{sC_1} R_3 \frac{1}{sC_5}}{R_2 R_4} = \frac{R_3}{s^2 C_1 C_5 R_2 R_4} = \frac{1}{s^2 \frac{C_1 C_5 R_2 R_4}{R_3}} = \frac{1}{s^2 D} \quad (1.4)$$

Impedance přímo úměrná $1/s^2$ se nazývá D prvek neboli dvojná kapacita. Je dána vztahem (1.5). GIC formou normalizovaného D prvku je vystižen na obrázku 1.11.

$$D = \frac{C_1 C_5 R_2 R_4}{R_3} \quad (1.5)$$

Dosadíme-li do vzorce z rovnice (1.4) za $C_1 = C_5 = C = 1$, $R_2 = R_3 = 1$, $R_4 = R = D$ a nahradíme $s = j\omega$ získáme vztah popsán rovnicí (1.6)

$$Z_{in} = \frac{1}{(j\omega)^2 D} = -\frac{1}{\omega^2 D} \quad (1.6)$$

Rovnice (1.6) je označována jako kmitočtově závislý záporný odpor pod zkratkou FNDR (z anglického Frequency dependent negative resistance).

Brutonova transformace ukazuje, jak může být FNDR nebo D prvek využit k vytvoření aktivních filtrů přímo z hodnot LC normalizované dolní propusti. [10]

Pokud násobíme veškeré impedance obvodu komplexní proměnou $1/s$, přenosová funkce se nemění. Tato operace je ekvivalentem k impedancemu přizpůsobení filtru koeficientem $1/s$ a neměla by být zaměňována s transformací horní propusti, jež zahrnuje substituci $1/s$ za s . Jsou-li prvky obvodu impedance přizpůsobeny právě koeficientem $1/s$, podstupují změny svých forem. Cívky jsou transformovány na rezistory, rezistory na kondenzátory a kondenzátory na D prvky, jež jsou shrnuty v tabulce 1.1. Účelem této transformace je odstranit cívky, které jsou mnohdy problematickými

součástkami. Tato technika je velmi užitečná v případě, že jsou všechny kondenzátory uzemněny. Je-li tomu tak pak je výsledné FNDR plovoucí, tzn. ani jeden konec není uzemněn, což může být v praxi obtížné pro stabilizaci celého obvodu. Je zřejmé, že tento navrhnutý způsob je extrémně výkonný. Umožňuje nám navrhovat aktivní filtry přímo z pasivních LC obvodů. Znalosti pólů a nulových bodů přenosu jsou zde zbytečné.

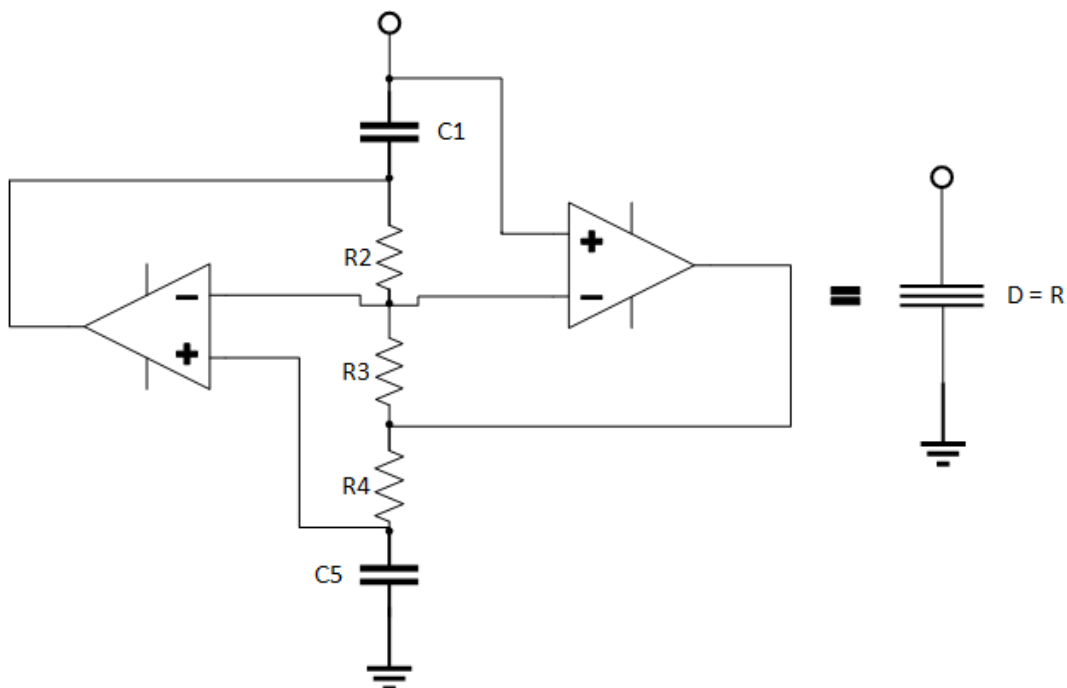
Tento navrhnutý způsob začíná volbou normalizovaného filtru typu dolní propust LC. Všechny kondenzátory musí být omezeny kompenzačními rameny, jelikož budou transformovány na D prvky, jež jsou uzemněny. Duální LC filtr je obvykle volen tak, aby byl transformován na minimální počet D prvků. V sériovém rezonančním obvodu pro impedanci Z platí

$$Z(s) = R + sL + \frac{1}{sC} \quad (1.7)$$

Násobením $1/s$ získáme

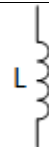
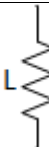
$$\frac{Z}{s} = \frac{R}{s} + L + \frac{1}{s^2 C} \quad (1.8)$$



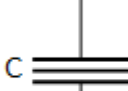
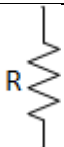
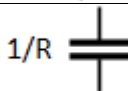
V praxi realizovatelné FNDR obvody vyžadují zabezpečení cesty stejnosměrného proudu k zemi. Tato cesta je vypjata kapacitami, jež jsou simulovány odpory. Je nutné tyto kapacity přemostit odpory o postačující velikosti.



Obrázek 1.11: GIC – dvojná kapacita

Tabulka 1.1: Tabulka Brutonovy transformace násobením $1/s$

Prvek	Impedance	Transformovaný prvek	Transformovaná impedance
	sL		L

			$\frac{1}{s^2 C}$
	R		$\frac{R}{s}$

1.3.2 Kaskádní syntéza se strukturou Akerberg-Mossberg

Dvoupólové filtry se strukturou Akerberg-Mossberg se dají využít u všech typů filtrů – dolní propust, horní propust, pásmová propust a pásmová zádrž. Je to typ topologie, která nabízí kompletní a nezávislou kontrolu přes zesílení, frekvenci včetně vstupního signálu na různých místech, za předpokladu, že výstupní signál je vždy odebrán ze stejného bodu. Filtry využívající strukturu Akerberg-Mossberg jsou široce využívány v oblasti komunikačních systémů, zvláště všude tam kde jsou požadavky na vysoce výkonné, plně integrované telekomunikační vysílače. Topologie Akerberg-Mossberg je vhodné napájet jedním zdrojem. Proudovou zpětnou vazbu zesilovače nelze využít, protože kondenzátor je připojen z výstupu operačního zesilovače na invertující vstup.

Pro složitější filtry n -tého řádu obecně platí, že jsou sestaveny z bloků, které jsou implementovány pomocí spojení několika základních stupňů filtrů prvního a druhého řádu. Tyto základní filtry obvykle realizují jednu ze standardních funkcí přenosu. Přenosová funkce druhého řádu pro filtr typu dolní propust je vyjádřena v rovnici (1.9) [11]

$$H_{LP}(p) = \frac{-k\omega_0^2}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2} \quad (1.9)$$

Přenosová funkce druhého řádu pro filtr typu horní propust je vyjádřena jako

$$H_{HP}(p) = \frac{kp^2}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2} \quad (1.10)$$

Pro filtr typu pásmová propust bude přenosová funkce druhého řádu

$$H_{BP}(p) = \frac{-k\frac{\omega_0}{Q}p}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2} \quad (1.11)$$

Přenosové funkce z rovnic (1.9), (1.10) a (1.11) jsou v podstatě zvláštní případ jedné funkce nazývané bikvadratická, jež je popsána rovnicí (1.12).

$$H(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + d_1 p + d_2} = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q} p + \omega_0^2} \quad (1.12)$$

Funkční bloky používající jakýkoliv z případů bikvadratické funkce se nazývají bikvady. Během vývoje teorie filtrů a jejich implementace, byly zkoumány různé způsoby, jak vytvořit optimální filtry, včetně filtrů založených na bikvadratické funkci. Mezi hlavní požadavky se řadí jednoduchá vyrobiteľnost obvodů, dobrá redukovatelnost obvodů a s tím spojená nízká citlivost parametrů obvodu na tolerance součástí přístroje a možnost ladění ω_0 a Q parametrů odděleně pro zjednodušení výroby.

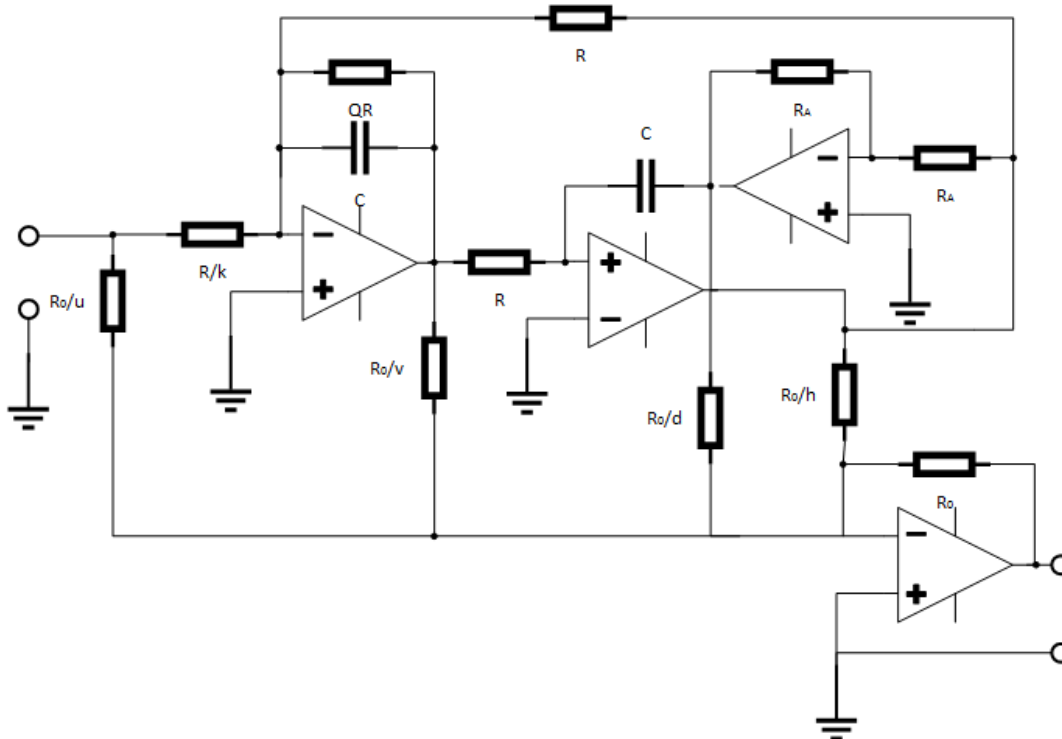
Během doby bylo vyvinuto mnoho typů selektivně funkčních bloků na základě bikvadů. Obecně jsou rozděleny podle počtu použitých operačních zesilovačů v řádu jednoho bikvadu. Nejjednodušší funkční bloky používají pouze jeden operační zesilovač, což vede k nízkonákladové vyrobiteľnosti, ale také k omezenému výkonu. Činitel jakosti Q takovýchto obvodů musí být udržován v nízkých hodnotách, aby citlivost obvodu byla přijatelná. Zesilovací činitel filtru nemůže mít libovolnou hodnotu, ale jeho úroveň je obvykle stanovena dalšími požadovanými parametry filtru.

Vzhledem ke zvýšené dostupnosti dostatečných operačních zesilovačů a jejich možnosti integrace do jednoho pouzdra, byly vyvinuty bikvady s více než dvěma operačními zesilovači. Z různých topologií bikvadů využívajících dva integrátory ve zpětnovazební smyčce jsou nejvíce využívány Tow-Thomas bikvady a Akerberg-Mossberg bikvady.

Přenosové funkce bikvadů využívajících dvou integrátorů se zpětnou vazbou jsou pak následující

$$H_{LP}(p) = \frac{h\omega_0^2}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2} \quad (1.13)$$

$$H_{HP}(p) = \frac{-h\frac{\omega_0}{Q}p}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}p + \omega_0^2} \quad (1.14)$$



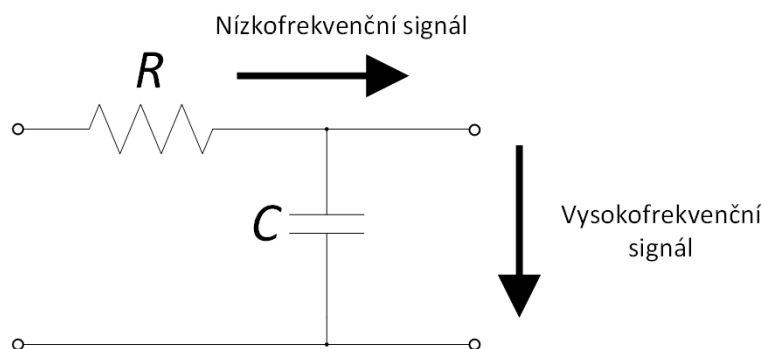
Obrázek 1.12: Obecné zapojení struktury Akerberg-Mossberg

1.4 Pasivní filtry

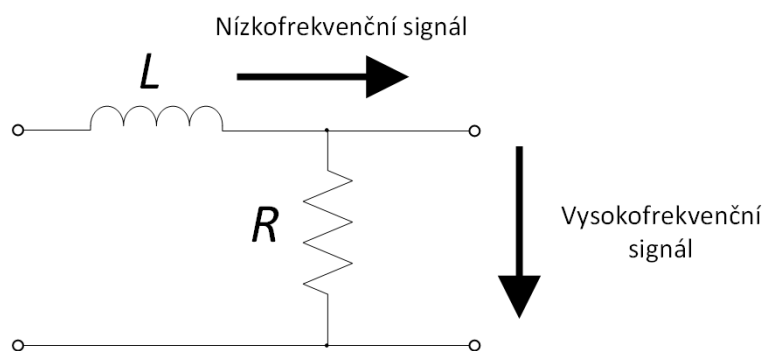
Pasivní zapojení filtrů je založeno na kombinaci pasivních součástí jako jsou elektrický odpor (R), indukčnost (L) a elektrická kapacita (C). Tento druh filtrů se označuje pojmem pasivní filtry, protože nejsou podřízené existenci externího napájení anebo neobsahují aktivní prvky jako jsou operační zesilovače či tranzistory.

Induktory nazývané též tlumivky blokují vysokofrekvenční signály a propouští nízkofrekvenční signály, zatímco kondenzátory blokují nízkofrekvenční signály a propouští vysokofrekvenční signály. V zapojení filtru, kdy signál prochází induktorem či je uzemněný kondenzátorem dochází k potlačení vysokofrekvenčního signálu a jedná se tedy o filtr typu dolní propust. V případě, že signál prochází přes kondenzátor nebo je uzemněný induktorem, je potlačován nízkofrekvenční signál pojednáváme o filtru typu horní propust. Součástky odporu nemají samy o sobě žádné frekvenčně selektivní vlastnosti. Používají se v zapojení s kondenzátory a induktory pro určení časové konstanty obvodu, a tedy i frekvence, kdy dochází k odezvě. Induktory a kondenzátory jsou reaktivní prvky filtru a jejich počet určuje řád filtru.

Nejjednodušší pasivní filtry tedy RC a RL filtry obsahují pouze jeden reaktivní prvek.



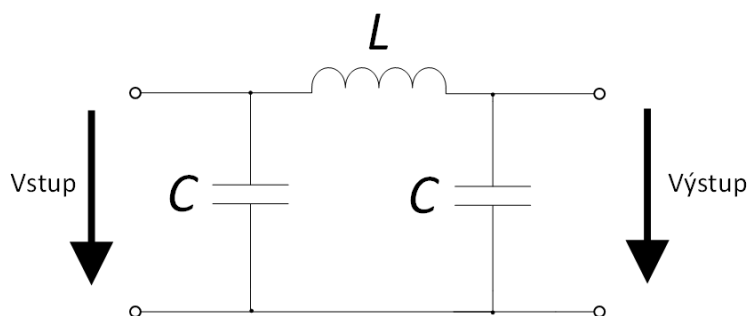
Obrázek 1.13: RC filtr typu dolní propust



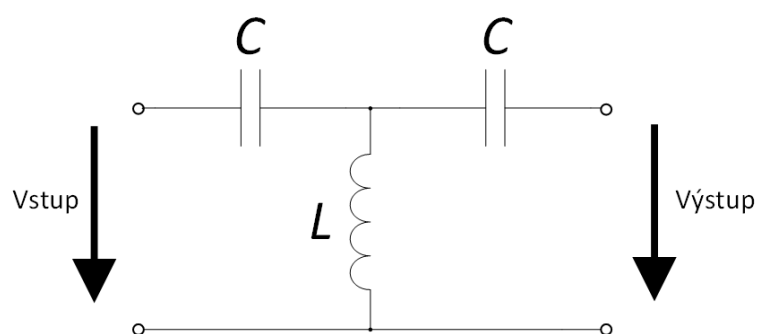
Obrázek 1.14: RL filtr typu dolní propust

L filtry se skládají ze dvou reaktivních prvků, jeden je zapojen v sérii a druhý paralelně.

Tří prvkové pasivní filtry mohou být zapojeny v „ T “ nebo „ π “ topologii.



Obrázek 1.15: Dolní propust v topologii π

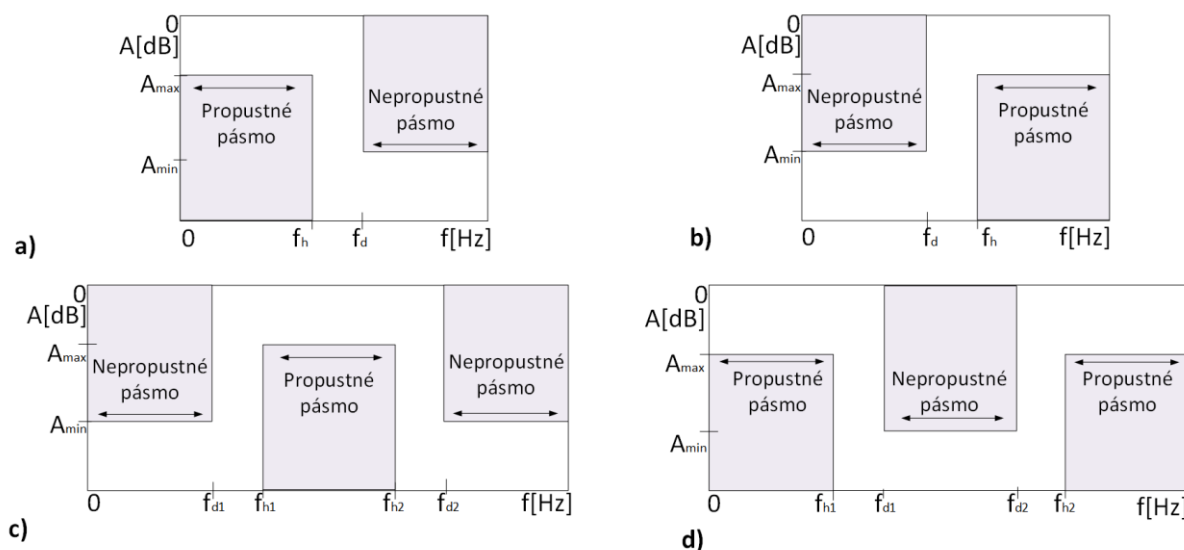


Obrázek 1.16: *Horní propust v topologii T*

2 Postup při návrhu filtrů

2.1 Toleranční pole

Prvním krokem při návrhu filtrů je stanovení tolerančního pole. Je nutno vymezit charakteristiku nerovnoměrnosti přípustného zvlnění. Křivka modulové charakteristiky signálu se musí nacházet uvnitř tolerančního pole a nesmí jej přesahovat. S rostoucím řádem filtru se modulová charakteristika přibližuje ideálnímu filtru a narůstá potlačení přenosu v nepropustném pásmu. Tímto se také ztenčuje přechodné pásmo mezi propustným a nepropustným pásmem. Čím vyšší je řád filtru, tím narůstá cena a nároky na realizaci filtru. Na obrázku č. 2.1 vidíme toleranční pole pro a) dolní propust, b) horní propust, c) pásmovou propust a za d) pásmovou zádrž.



Obrázek 2.1: Toleranční pole

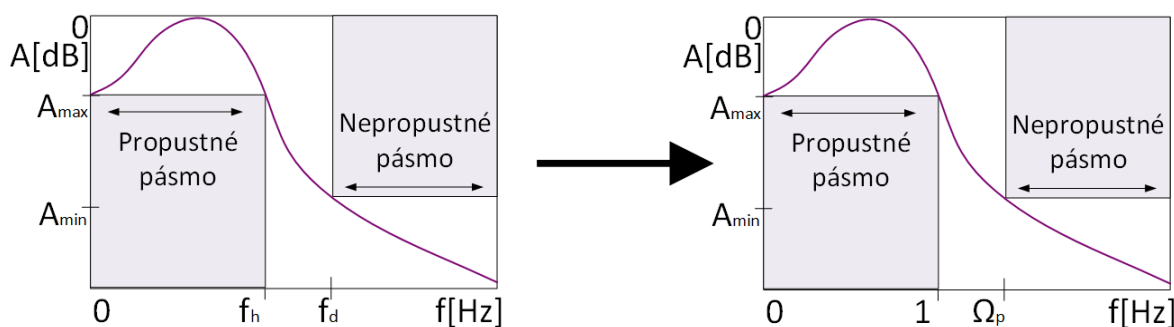
2.2 Kmitočtové transformace filtrů na normovanou dolní propust

Je značně komplikované nalézt přenosovou funkci pro námi zadané toleranční pole. Užitím standardizovaných aproximací mezních kmitočtů dolní propusti si práci můžeme usnadnit. Pro regresivní potvrzení při vytváření filtru můžeme využít protikladný způsob, při kterém se musíme bezpodmínečně nacházet zpět v tolerančním poli.

2.2.1 Transformace dolní propusti na normovanou dolní propust

Přeměnou dolní propusti na normovanou dolní propust prostřednictvím dělení kmitočtové osy zlomovým kmitočtem horní propusti popsané rovnicí (2.1), determinujeme činitel selektivity Ω_s , kde f reprezentuje osu kmitočtu a f_h vyznačuje zlomový kmitočet horní propusti.

Skutečných hodnot elementů a mezního kmitočtu filtru dosáhneme kmitočtovým odnormováním uvedeného v rovnici (2.2).



Obrázek 2.2: Transformace dolní propusti na dolní normovanou propust

Skutečné hodnoty elementů a mezní kmitočty filtru

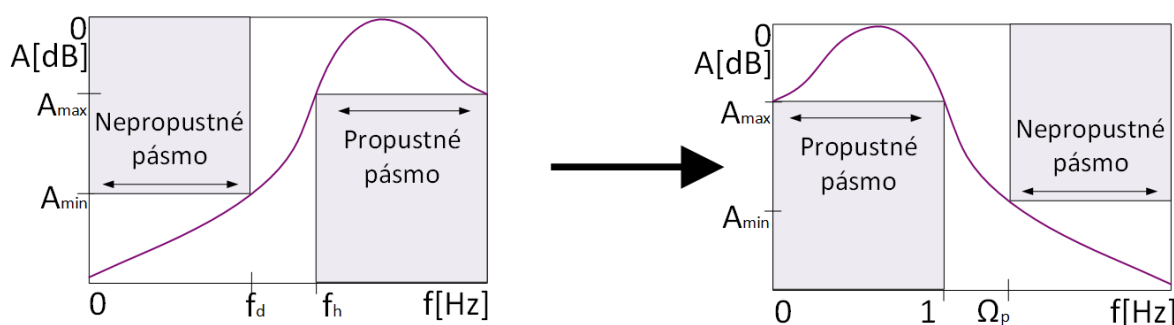
$$\Omega_s = \frac{f}{f_h} \Rightarrow \Omega_p = \frac{f_d}{f_h} \quad (2.1)$$

$$f = \Omega_s \cdot f_h \quad (2.2)$$

2.2.2 Transformace horní propusti na normovanou dolní propust

Přeměnou horní propusti na dolní normovanou propust nastává převrat osy kolem zlomového kmitočtu horní propusti. Vztah je dán rovnicí (2.3).

Využitím rovnice (2.4) dochází k odnormování dolní propusti zpět na horní propust.



Obrázek 2.3: Transformace horní propusti na dolní normovanou propust

$$\Omega_s = \frac{f_h}{f} \Rightarrow \Omega_p = \frac{f_h}{f_d} \quad (2.3)$$

$$f = \frac{f_h}{\Omega_s} \quad (2.4)$$

2.3 Výpočet n tého řádu filtru

Při návrhu filtru je žádoucí, abychom splňovali požadovaná kritéria pro realizaci při co nejmenším řádu filtru. Čím je řád filtru vyšší, tím se přenosová charakteristika námi voleného filtru blíží k charakteristice ideálního kmitočtového filtru a navyšuje se potlačení přenosu v nepropustném pásmu. S rostoucím řádem stoupají také nároky na počet prvků v zapojení, od čehož se odvíjí cena výsledného filtru.

Vztah pro výpočet n tého řádu filtru pro aproximaci inverzní Čebyšev vychází z rovnice (2.5)

$$n \geq \frac{\arg \cosh \sqrt{\frac{\frac{A_{min}}{10^{-10}} - 1}{\frac{A_{max}}{10^{-10}} - 1}}}{\arg \cosh \Omega_s} \quad (2.5)$$

Při výpočtu n tého řádu filtru Cauchyovy aproximace musíme nejprve vypočíst činitele k a k_1 dle vtaů z rovnice (2.6) a (2.7).

$$k = \frac{\Omega_c}{\Omega_s} \quad (2.6)$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{\frac{A_{max}}{10^{-10}} - 1}{\frac{A_{min}}{10^{-10}} - 1}} \quad (2.7)$$

N té řád filtru Cauchyovy aproximace vypočteme pomocí rovnice (2.8)

$$n \geq \frac{K(k'_1) \cdot K(k)}{K(k_1) \cdot K(k')} \quad (2.8)$$

Hodnoty k' a k'_1 vypočítáme pomocí rovnice (2.9) a (2.10)

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.9)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.10)$$

Hodnota integrálu $K(k)$ je spočtena v rovnici (2.11)

$$K(k) = \frac{\pi}{2 \cdot \operatorname{agm}(1 - k, 1 + k)} \quad (2.11)$$

kde $\operatorname{agm}(a, b)$ je hodnota aritmeticko-geometrického průměru čísel a , b . Rozdíl hodnot aritmetického průměru $\operatorname{am}(a, b)$ a geometrického průměru $\operatorname{gm}(a, b)$ je označen ve vyjádření v rovnici (2.12) jako hodnota c .

$$\operatorname{am}(a, b) = \frac{a+b}{2} \quad \operatorname{gm}(a, b) = \sqrt{ab} \quad c = \frac{a-b}{2} \quad (2.12)$$

Postup vypočtení začínáme se začátečními hodnotami

$$a_0 = 1 - k \quad b_0 = 1 + k \quad (2.13)$$

V následujícím postupu se vypočítají hodnoty

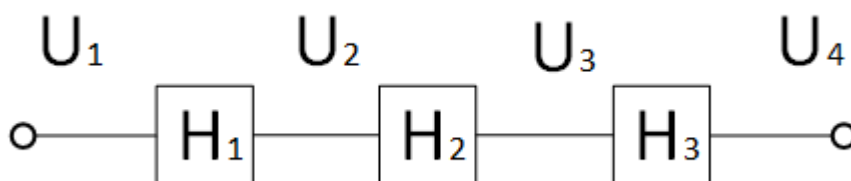
$$\begin{array}{lll} a_1 = \frac{a_0 + b_0}{2} & b_1 = \sqrt{a_0 b_0} & c_1 = \frac{a_0 - b_0}{2} \\ a_2 = \frac{a_1 + b_1}{2} & b_2 = \sqrt{a_1 b_1} & c_2 = \frac{a_1 - b_1}{2} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ a_1 = \frac{a_0 + b_0}{2} & b_1 = \sqrt{a_0 b_0} & c_1 = \frac{a_0 - b_0}{2} \end{array} \quad (2.14)$$

Po finitním množství kroků platí, že $a_{i+1} \doteq b_{i+1}, c_{i+1} \rightarrow 0$. Propočtení se dokončí při dopředu vybrané korektnosti determinované hodnotou c_{i+1} . Pak považujeme, že

$$agm(a_0, b_0) = a_{i+1} \quad (2.15)$$

2.4 Směrnice návrhu pro vytvoření aktivních filtrů

Existuje několik zásad, kterých se musíme při návrhu aktivních filtrů držet. Jsou dány operačním zesilovačem, který má konečný dynamický rozsah signálu, s nímž je schopen pracovat, aniž by došlo k přebuzení. Prvním bodem směrnic při vytváření návrhu je rozřídění amplifikace, kdy je zapotřebí rozložit sumární hodnotu požadované amplifikace mezi jednotlivé stupně.



Obrázek 2.4: Kaskádní rozdělení přenosových funkcí

Z obrázku (2.4) je patrné, že se jedná o kaskádní zapojení tří stupňů. Pro přenosy tedy platí

$$H_1 = \frac{U_2}{U_1} \quad H_2 = \frac{U_3}{U_2} \quad H_3 = \frac{U_4}{U_3} \quad H = \frac{U_4}{U_1} \quad (2.16)$$

$$M_1 = H_1 \quad M_2 = H_1 H_2 \quad M_3 = H_1 H_2 H_3 \quad KM_3 = \frac{U_4}{U_1} \quad (2.17)$$

KM_3 je hodnota která určuje maximální přenos celého filtru. Nyní můžeme spočítat koeficienty k_i dle vztahů dané rovnicí (2.18). Činitele k_i je nutné vynásobit příslušnými parciálními funkcemi H_i jednotlivých stupňů. V důsledku toho dosáhneme souhrnné požadované amplifikace. Maximální hodnotu přenosu u dolní propusti se zabezpečí na kmitočtu $p = 0$ a horní propusti na kmitočtu $p \rightarrow \infty$.

$$k_1 = \frac{KM_3}{M_1} \quad k_2 = \frac{M_1}{M_2} \quad k_3 = \frac{M_2}{M_3} \quad (2.18)$$

Je také potřeba příhodně spojit póly a nuly jednotlivých sekcí. Funkci H rozčleňujeme na součiny zlomků. Díky potencionálnímu přebuzení stupně je více než doporučené párovat do zlomku nulový bod s nejbližším ležícím pólem. V konečném důsledku nezáleží na tom, který čítecitel je s kterým jmenovatelem ve zlomku. U dolní propusti by se funkce H_i měla v limitě na frekvenci 0 blížit k jedné, u horní propusti by se funkce H_1 měla v limitě blížit k jedné na frekvenci ∞ .

Jednotlivé stupně přenosu seřazujeme do kaskády podle činitele jakosti Q . Začínáme na vstupu od přenosové funkce s nejnižším stupněm činitele jakosti až po výstup s přenosovou funkcí s nejvyšším činitelem jakosti. Vztah pro výpočet činitele Q jakosti udává rovnice (2.19)

$$Q_i = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad (2.19)$$

3 Návrh jednotlivých propustí

Veškeré simulace byly prováděny programem pro analýzu lineárních obvodů SNAP ve verzi 2.6, volně dostupného pro stažení na internetu. [12]

3.1 Horní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou

3.1.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg

Naší úlohou je navrhnout filtr pro horní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou. Zlomový kmitočet činí $f_c = 800 \text{ Hz}$, maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu $A_{max} = 3 \text{ dB}$, minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném pásmu na kmitočtu $f_d = 250 \text{ Hz}$ se rovná $A_{min} = 40 \text{ dB}$ a zesílení nabývá hodnoty $H_0 = 1$.

Počáteční akcí je výpočet normované dolní propusti použitím rovnice (2.3). Pro Ω_s platí

$$\Omega_s = \frac{f_c}{f_d} = 3,2 \quad (3.1)$$

Potřebný řád filtru vyplývá z rovnice (2.5)

$$n \geq \frac{\arg \cosh \sqrt{\frac{10^{\frac{A_{min}}{10}} - 1}{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}}}{\arg \cosh \Omega_s} = 2,89 \doteq 3 \quad (3.2)$$

V této chvíli tedy známe potřebný řád filtru, což je v našem případě filtr 3. řádu. Z tabulky koeficientů přenosové funkce aktivní NDP inverzních Čebyševových filtrů pro $A_{min} = 40 \text{ dB}$ (Tabulka A.1) víme, že je nutné zavést dvě sekce. Sekce seřazujeme dle navyšujícího se Q_i od nejmenšího po největší. Přenosová funkce se nachází ve formě

$$H(p) = \frac{H_0}{p+b_1} \cdot \frac{p^2+c_2}{p^2+a_2p+b_2} \quad (3.3)$$

$$H(p) = \frac{0,0903}{p+1,0610} \cdot \frac{p^2+12,093}{p^2+0,9706p+1,0229} \quad (3.4)$$

Je nezbytné vypočíst činitele jakosti singulárních pólů a sekcí za účelem správného přiřazení pólů, nul a kompletního zařazení sekcí do kaskády.

$$Q_1 = \frac{1}{2} \quad Q_i = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad \omega_{0i} = \sqrt{b_i} \quad \text{pro } i = 2 \quad (3.5)$$

Přenosy sekcí jsou dány

$$H_{01} = \frac{1}{b_1} \quad H_{0i} = \frac{c_i}{b_i} \quad \text{pro } i = 2 \quad (3.6)$$

Tabulka 3.1: Tabulka jednotlivých sekcí s parametry Q_i a H_{0i}

i	Q_i	H_{0i}
1	0,5	0,9425
2	1,0420	11,8223

Z tabulky 3.1 je patrné, že nemusíme zaměnit jednotlivé sekce mezi sebou, protože bychom nesplnili podmínku řazení podle navyšujícího se činitele jakosti Q_i .

Přenosová funkce je nyní ve podobě

$$H(p) = \frac{k_1 0,0903}{p+1,0610} \cdot \frac{k_2(p^2+12,093)}{p^2+0,9706p+1,0229} \quad (3.7)$$

Jelikož se jedná o návrh horní propusti, je potřebné využít záměny $p = 1/P$. Tím získáme horní propust z normované přenosové funkce dolní propusti. Funkci je třeba dále modifikovat na standardní formu. Multiplikujeme čitatele i jmenovatele každého zlomku proměnnou P či P^2 a vytkneme konstantu, aby u nejvyšší mocniny P byla jednička.

$$H(p) = \frac{k_1 0,0903}{\frac{1}{P}+1,0610} \cdot \frac{k_2(\frac{1}{P^2}+12,093)}{\frac{1}{P^2}+0,9706\frac{1}{P}+1,0229} \quad (3.8)$$

$$H(p) = \frac{k_1 0,0851P}{P+0,9425} \cdot \frac{k_2 11,8223(P^2+0,0827)}{P^2+0,9489P+0,9776} \quad (3.9)$$

Stanovíme stálé veličiny M_i a KM_2

$$M_1 = 0,0851 \quad M_2 = 1,0062 \quad KM_2 = 1 \quad (3.10)$$

$$k_1 = \frac{KM_2}{M_1} = 11,7509 \quad k_2 = \frac{M_1}{M_2} = 0,0846 \quad (3.11)$$

Po nahrazení stálých veličin k_i

$$H(p) = \frac{1,0000P}{P+0,9425} \cdot \frac{1,0002P^2+0,0827}{P^2+0,9489P+0,9776} \quad (3.12)$$

Následně můžeme přikročit ke kalkulaci elementů 1. sekce. Jedná se o horní propust 1. řádu. Aplikujeme vzorce z tabulky (Tabulka C.1)

$$H(p) = -\frac{1,0000P}{P+0,9425} = -\frac{k'_1 P}{P+b_1} \quad (3.13)$$

Určíme si hodnotu pro kapacitu $C = 10 \text{ nF}$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c b_1 C} = 21,11 \text{ k}\Omega \quad R_2 = \frac{k'_1}{2\pi f_c b_1 C} = 21,11 \text{ k}\Omega \quad (3.14)$$

U druhé sekce se jedná o horní propust 2. řádu. Vybíráme strukturu Akerberg-Mossberg

$$H(p) = -\frac{1,0002P^2+0,0827}{P^2+0,9489P+0,9776} = -\frac{k'_2 P^2+k'_3}{P^2+a_2 P+b_2} \quad (3.15)$$

Vyjádříme si hodnoty Q_2 a ω_{02}

$$Q_2 = \frac{\sqrt{b_2}}{a_2} = 1,0419 \quad \omega_{02} = \sqrt{b_2} = 0,9887 \quad (3.16)$$

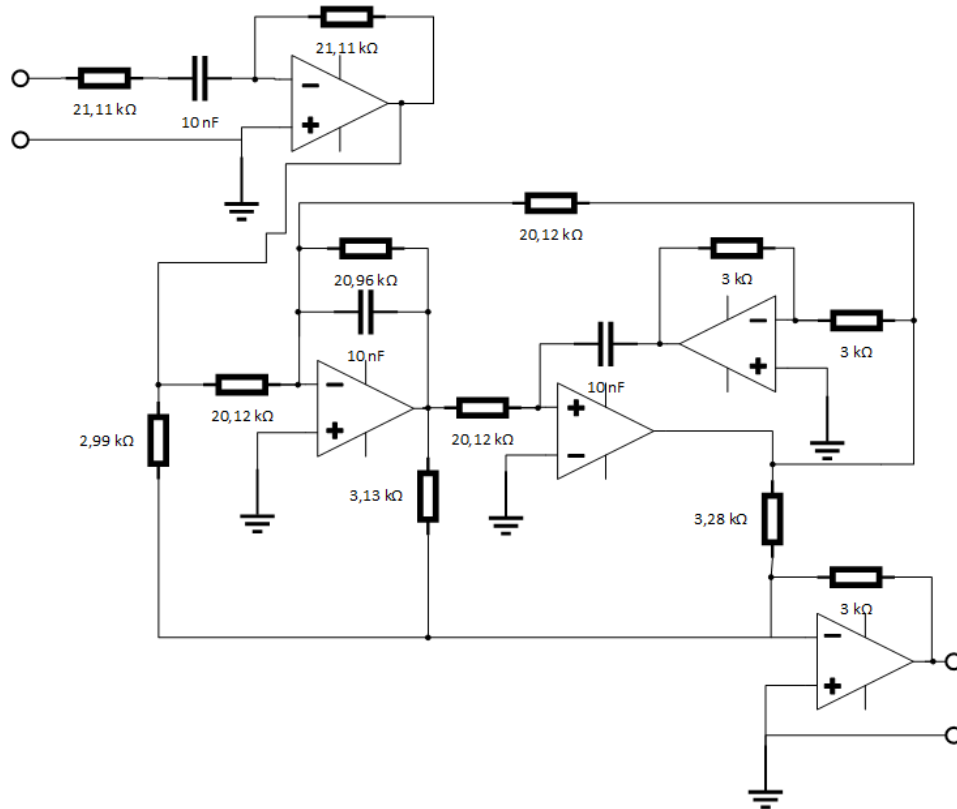
Určíme si hodnotu pro kapacitu $C = 10 \text{ nF}$, $k = 1$ a $d = 0$

$$R = \frac{1}{2\pi f_c \omega_{02} C} = 20,12 \text{ k}\Omega \quad Q_2 R = 20,96 \text{ k}\Omega \quad (3.17)$$

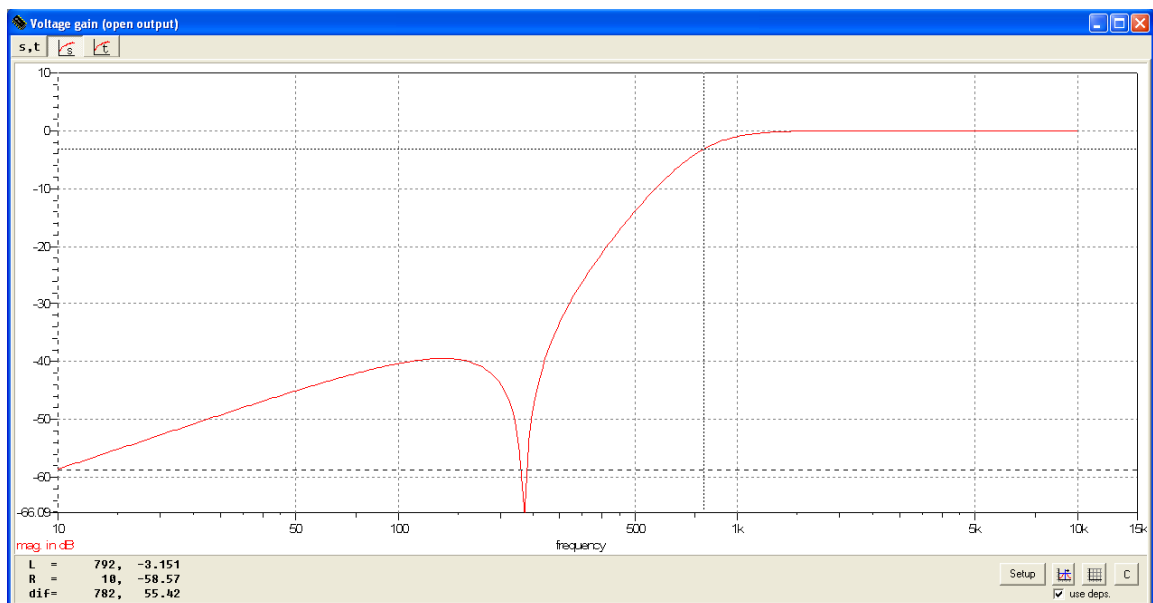
$$u = k'_2 = 1,0002 \quad h = k'_2 - \frac{k'_3}{b_2} = 0,9156 \quad v = \frac{k'_2}{Q_2} = 0,9599 \quad (3.18)$$

Za hodnoty odporů si dosadíme $R_0 = R_A = 3 \text{ k}\Omega$

$$\frac{R_0}{u} = 2,99 \text{ k}\Omega \quad \frac{R_0}{v} = 3,13 \text{ k}\Omega \quad \frac{R_0}{h} = 3,28 \text{ k}\Omega \quad (3.19)$$



Obrázek 3.1: HP 3.řádu pro inverzní Čebyševův filtr se strukturou Akerberg-Mossberg



Obrázek 3.2: Modulová kmitočtová charakteristika pro inverzní Čebyševovu HP 3. řádu v zapojení Akerberg-Mossberg

3.1.2 Zapojení pomocí GIC jako simulované indukčnosti

Naší úlohou je navrhnout filtr pro horní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou. Zlomový kmitočet činí $f_c = 800 \text{ Hz}$, maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu $A_{max} = 3 \text{ dB}$, minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném se rovná $A_{min} = 40 \text{ dB}$.

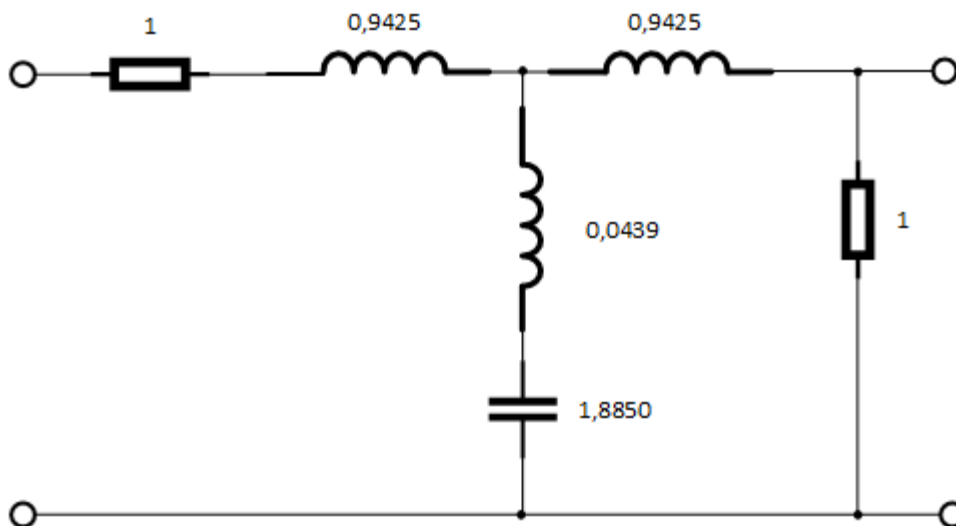
Při zapojení vycházíme ze struktury T pasivního filtru (Obrázek 3.3). Využijeme hodnot stavebních prvků NDP 3.řádu inverzních Čebyševových filtrů a Caueových filtrů z tabulky (Tabulka E.1). Simulovanou indukčnost uskutečňujeme pomocí Antoniova GIC (Obrázek 3.4). Simulovaná indukčnost je dána vztahem z rovnice (3.20)

$$L = C_4 R_1 R_5 = 0,5305 \quad (3.20)$$

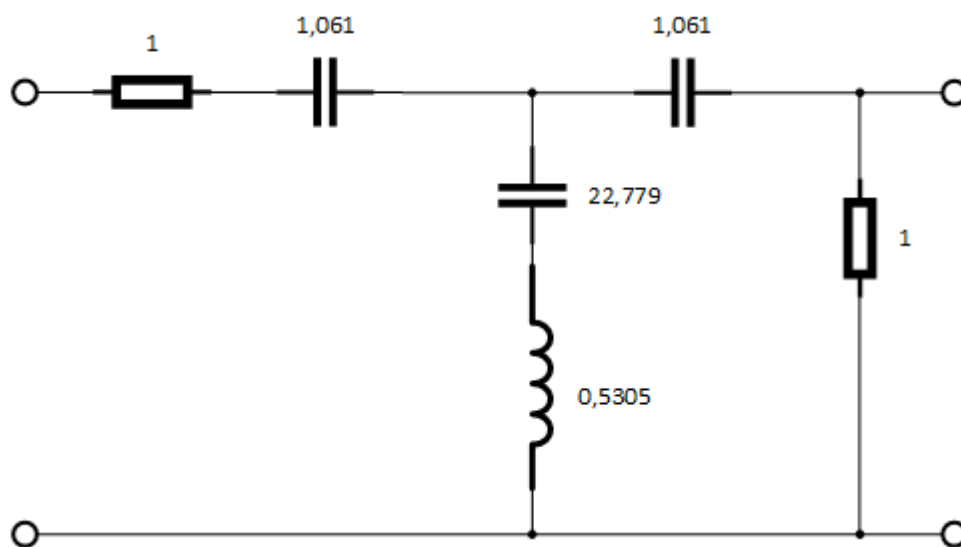
Volíme $C_4 = 0,5305$, $R_1 = 1$, $R_5 = 1$, z čehož plyne normované zapojení GIC (Obrázek 3.5). Normované hodnoty pasivního T filtru a GIC (Obrázek 3.4 a 3.5) odnormujeme dle vztahů z rovnice (3.21), kde $\omega_0 = 2\pi f_0$.

$$R = rR_0 \quad L = \frac{lR_0}{\omega_0} \quad C = \frac{c}{\omega_0 R_0} \quad (3.21)$$

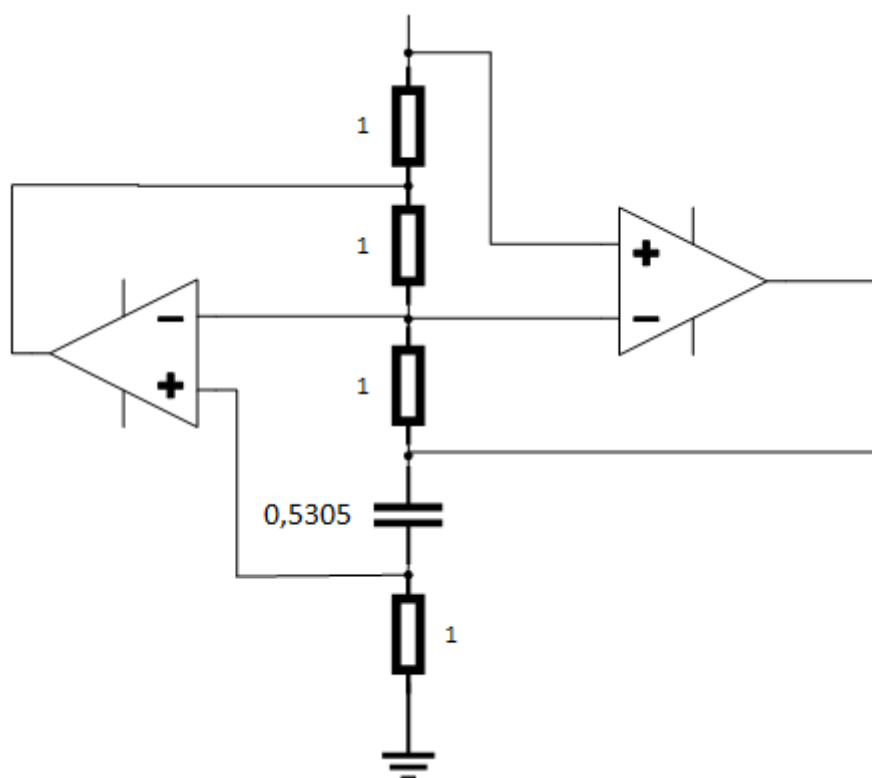
Míra přenosu se vztahuje k napětí zdroje což v simulovaném zapojení s normovanými hodnotami znamená, že frekvence $\Omega = 1$ koresponduje s frekvencí $f = 1/2\pi$. Dochází tak k posunu míry přenosu o 6 db níže. Při reálném zapojení využijeme přemostění kapacit odpory o postačující velikosti, v simulovaném měření není těchto přemostění zapotřebí. [13]



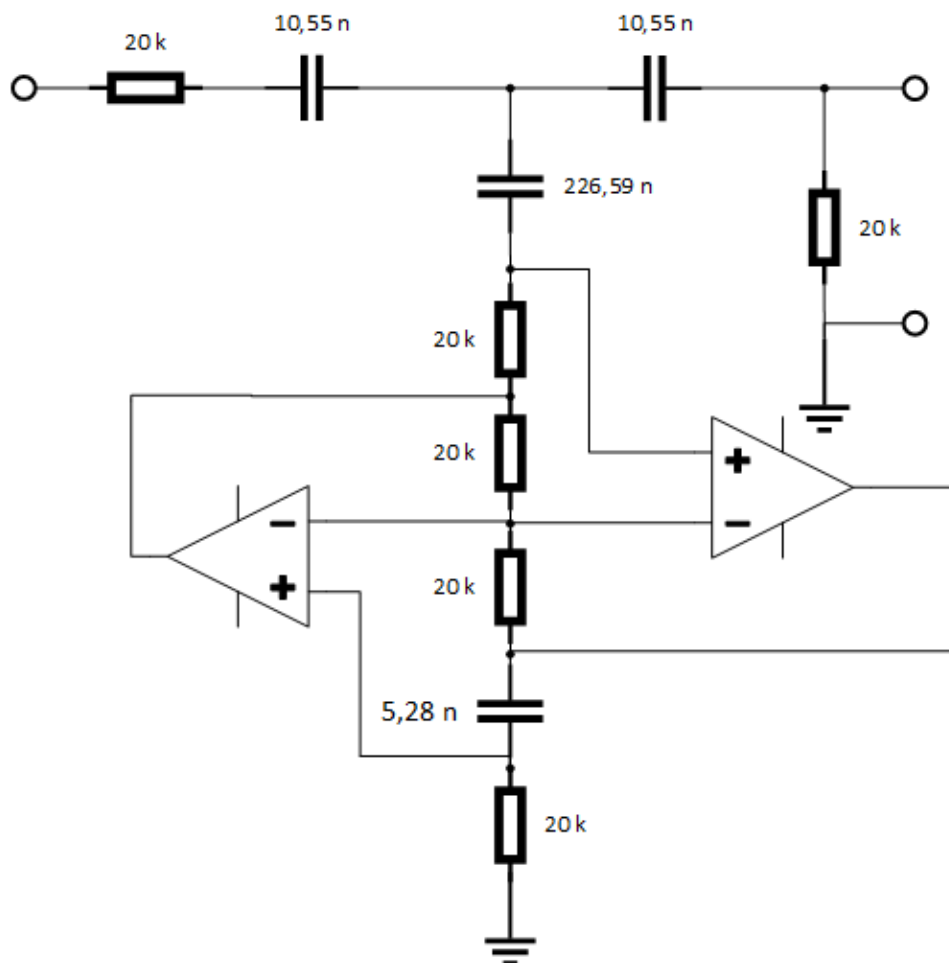
Obrázek 3.3: DP 3.řádu inverzního Čebyševova pasivního filtru



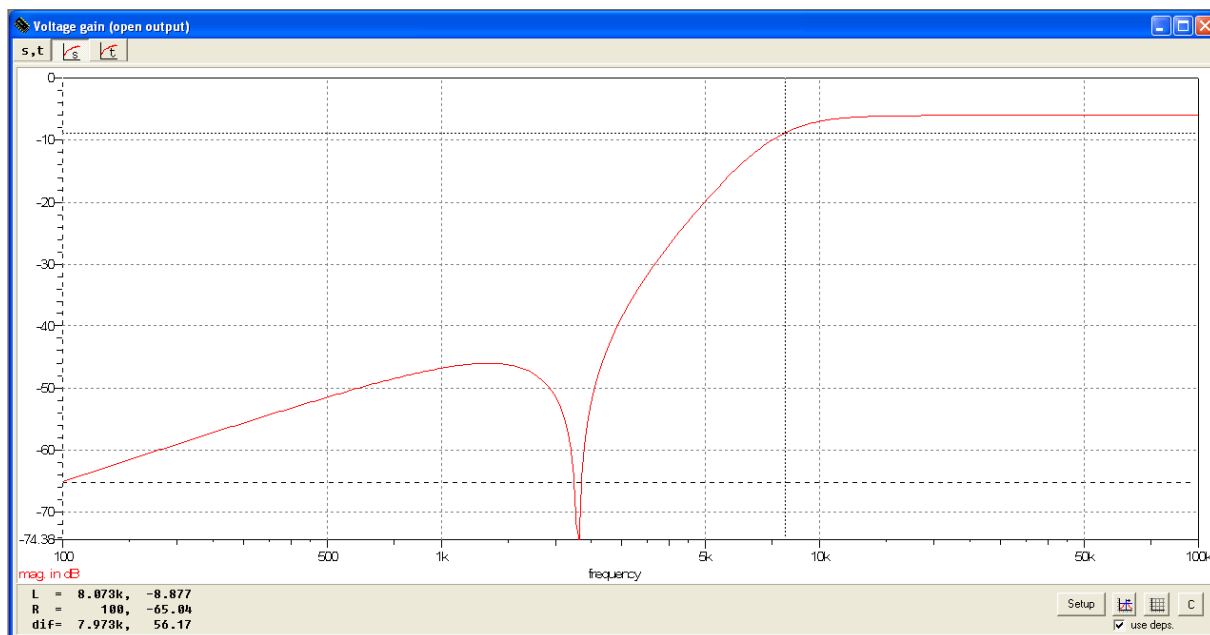
Obrázek 3.4: Normovaná HP pro inverzní Čebyševovu charakteristiku s GIC



Obrázek 3.5: Normovaný GIC pro HP inverzního Čebyševova filtru



Obrázek 3.6: Výsledné zapojení HP inverzního Čebyševova filtru 3.řádu s GIC



Obrázek 3.7: Modulová kmitočtová charakteristika pro HP inverzního Čebyševova filtru s GIC

3.2 Horní propust s Caerovou charakteristikou

3.2.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg

Naší úlohou je navrhnout filtr pro horní propust s Caerovou charakteristikou. Zlomový kmitočet činí $f_c = 800 \text{ Hz}$, maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu $A_{max} = 1 \text{ dB}$, minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném pásmu na kmitočtu $f_d = 250 \text{ kHz}$ se rovná $A_{min} = 40 \text{ dB}$ a zesílení nabývá hodnoty $H_0 = 1$.

Počáteční akcí je výpočet normované dolní propusti použitím rovnice (2.3). Pro Ω_s platí

$$\Omega_s = \frac{f_c}{f_d} = 3,2 \quad (3.22)$$

Je potřebné vypočítat činitele k a k_1 dle vztahů z rovnice (2.6) a (2.7)

$$k = \frac{f_c}{\Omega_s} = 2,5 \quad (3.23)$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}{10^{\frac{A_{min}}{10}} - 1}} = 5,088 \cdot 10^{-3} \quad (3.24)$$

Nyní známe činitele k a k_1 , tudíž můžeme vypočítat hodnoty pro k' a k'_1 dány rovnicemi (2.9) a (2.10)

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = 2,2913 \quad (3.25)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} = 0,9999 \quad (3.26)$$

N též řád filtru Caerovy aproximace vypočteme pomocí rovnice (2.8)

$$n \geq \frac{K(k'_1) \cdot K(k)}{K(k_1) \cdot K(k')} = 2,25 \div 3 \quad (3.27)$$

V této chvíli tedy známe potřebný řád filtru, což je v našem případě filtr 3. řádu. Z tabulky koeficientů přenosové funkce aktivní NDP Caerových filtrů pro $A_{min} = 40 \text{ dB}$ (Tabulka B.1) víme, že je nutné zavést dvě sekce. Přenosová funkce se nachází ve formě

$$H(p) = \frac{H_0}{p+b_1} \cdot \frac{p^2+c_2}{p^2+a_2p+b_2} \quad (3.28)$$

$$H(p) = \frac{0,0692}{p+0,5237} \cdot \frac{p^2+7,6084}{p^2+0,4545p+1,0053} \quad (3.29)$$

Jelikož se jedná o návrh horní propusti, je potřebné využít záměny $p = 1/P$. Tím získáme horní propust z normované přenosové funkce dolní propusti. Funkci je třeba dále modifikovat na standartní formu. Multiplikujeme čitatele i jmenovatele každého zlomku proměnnou P či P^2 a vytkneme konstantu, aby u nejvyšší mocniny P byla jednička.

$$H(p) = \frac{k_1 0,0692}{\frac{1}{P} + 0,5237} \cdot \frac{k_2 (\frac{1}{P^2} + 7,6084)}{\frac{1}{P^2} + 0,4545 \frac{1}{P} + 1,0053} \quad (3.30)$$

$$H(p) = \frac{k_1 0,1321P}{P+1,9094} \cdot \frac{k_2 7,5682(P^2+0,1314)}{P^2+0,4545P+0,9947} \quad (3.31)$$

Stanovíme stálé veličiny M_i a KM_2

$$M_1 = 0,1321 \quad M_2 = 1 \quad KM_2 = 1 \quad (3.32)$$

$$k_1 = \frac{KM_2}{M_1} = 7,57 \quad k_2 = \frac{M_1}{M_2} = 0,1321 \quad (3.33)$$

Po nahrazení stálých veličin k_i

$$H(p) = \frac{P}{P+1,9094} \cdot \frac{P^2+0,1314}{P^2+0,4521P+0,9947} \quad (3.34)$$

Následně můžeme přikročit ke kalkulaci elementů 1. sekce. Jedná se o horní propust 1. řádu. Aplikujeme vzorce z tabulky (Tabulka C.1)

$$H(p) = -\frac{P}{P+1,9094} = -\frac{k'_1}{P+b_1} \quad (3.35)$$

Určíme si hodnotu pro kapacitu $C = 10 \text{ nF}$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c b_1 C} = 8,33 \text{ k}\Omega \quad R_2 = \frac{k'_1}{2\pi f_c b_1 C} = 8,33 \text{ k}\Omega \quad (3.36)$$

U druhé sekce se jedná o horní propust 2. řádu. Vybíráme strukturu Akerberg-Mossberg

$$H(p) = -\frac{P^2+0,1314}{P^2+0,4521P+0,9947} = -\frac{k'_2 P^2 + k'_3}{P^2 + a_2 P + b_2} \quad (3.37)$$

Vyjádříme si hodnoty Q_2 a ω_{02}

$$Q_2 = \frac{\sqrt{b_2}}{a_2} = 2,2060 \quad \omega_{02} = \sqrt{b_2} = 0,9973 \quad (3.38)$$

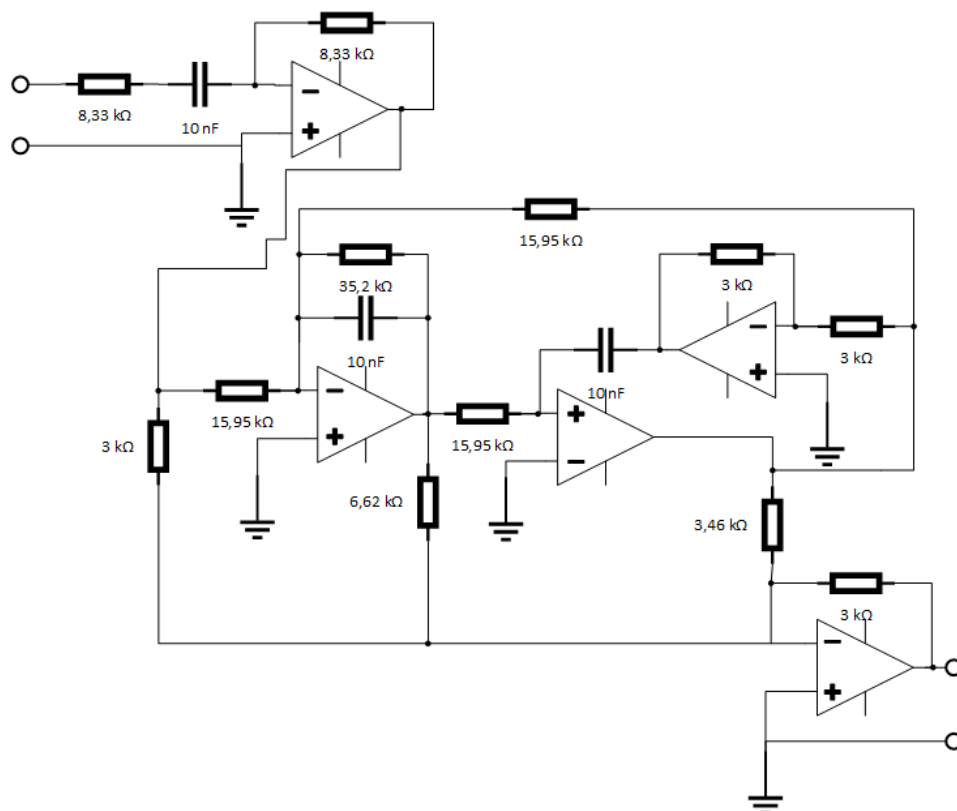
Určíme si hodnotu pro kapacitu $C = 10 \text{ nF}$, $k = 1$ a $d = 0$

$$R = \frac{1}{2\pi f_c \omega_{02} C} = 15,95 \text{ k}\Omega \quad Q_2 R = 35,2 \text{ k}\Omega \quad (3.39)$$

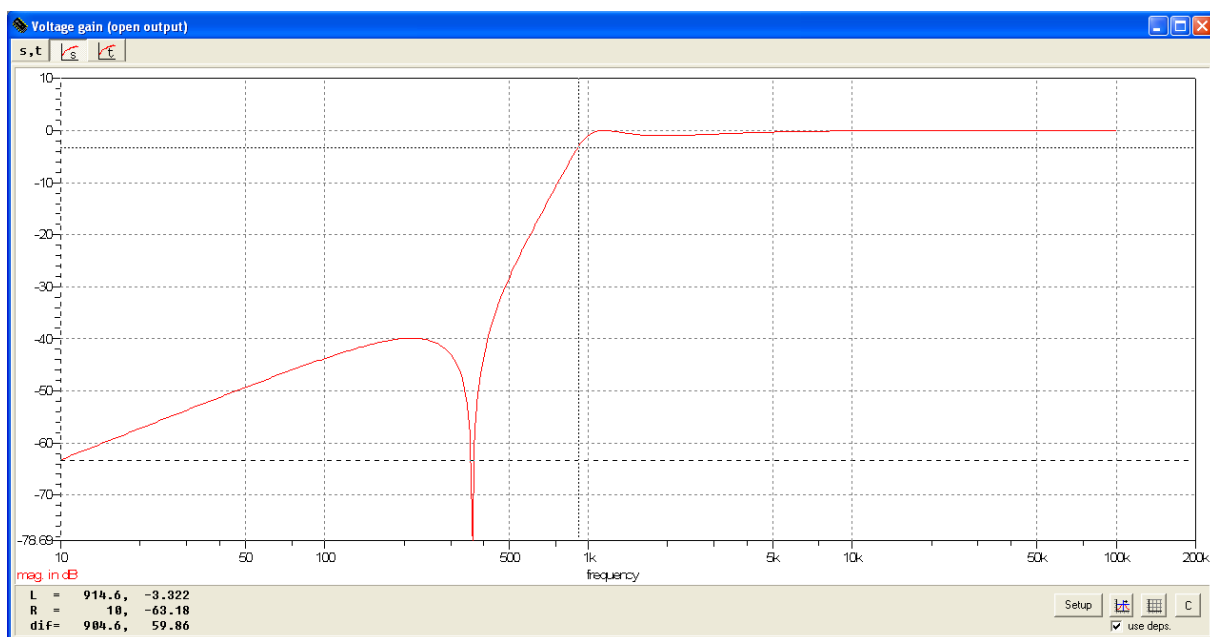
$$u = k'_2 = 1 \quad h = k'_2 - \frac{k'_3}{b_2} = 0,8670 \quad v = \frac{k'_2}{Q_2} = 0,4530 \quad (3.40)$$

Za hodnoty odporů si dosadíme $R_0 = R_A = 3 \text{ k}\Omega$

$$\frac{R_0}{u} = 3 \text{ k}\Omega \quad \frac{R_0}{v} = 6,62 \text{ k}\Omega \quad \frac{R_0}{h} = 3,46 \text{ k}\Omega \quad (3.41)$$



Obrázek 3.8: HP 3.řádu pro Cauerův filtr se strukturou Akerberg-Mossberg



Obrázek 3.9: Modulová kmitočtová charakteristika pro Cauerovu HP 3.řádu v zapojení Akerberg-Mossberg

3.2.2 Zapojení pomocí GIC jako simulované indukčnosti

Naší úlohou je navrhnout filtr pro horní propust s Cauerovou charakteristikou. Zlomový kmitočet činí $f_c = 800 \text{ Hz}$, maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu $A_{max} = 1 \text{ dB}$, minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném pásmu se rovná $A_{min} = 40 \text{ dB}$.

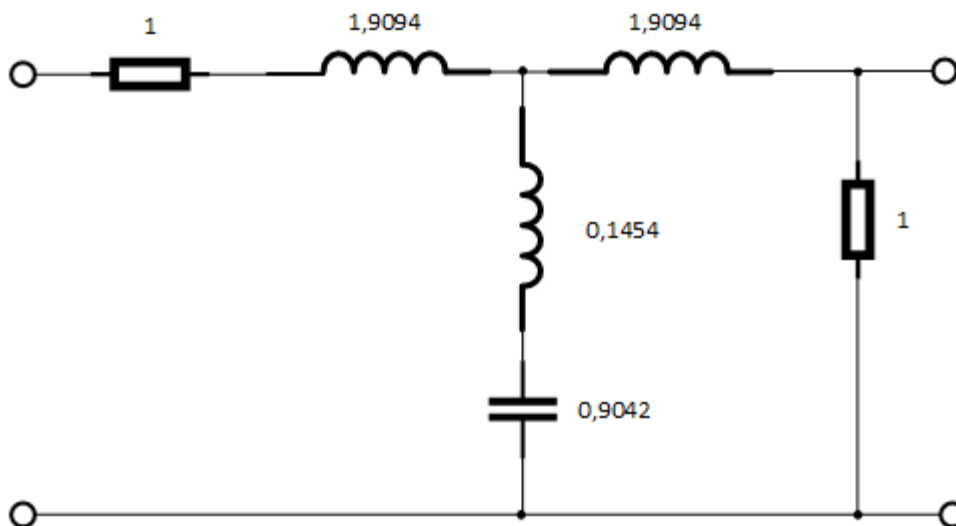
Při zapojení vycházíme ze struktury T pasivního filtru (Obrázek 3.10). Využijeme hodnot stavebních prvků NDP 3.řádu inverzních Čebyševových filtrů a Cauerových filtrů z tabulky (Tabulka E.1). Simulovanou indukčnost uskutečňujeme pomocí Antoniova GIC (Obrázek 3.11). Simulovaná indukčnost je dána vztahem z rovnice (3.42)

$$L = C_4 R_1 R_5 = 1,1059 \quad (3.42)$$

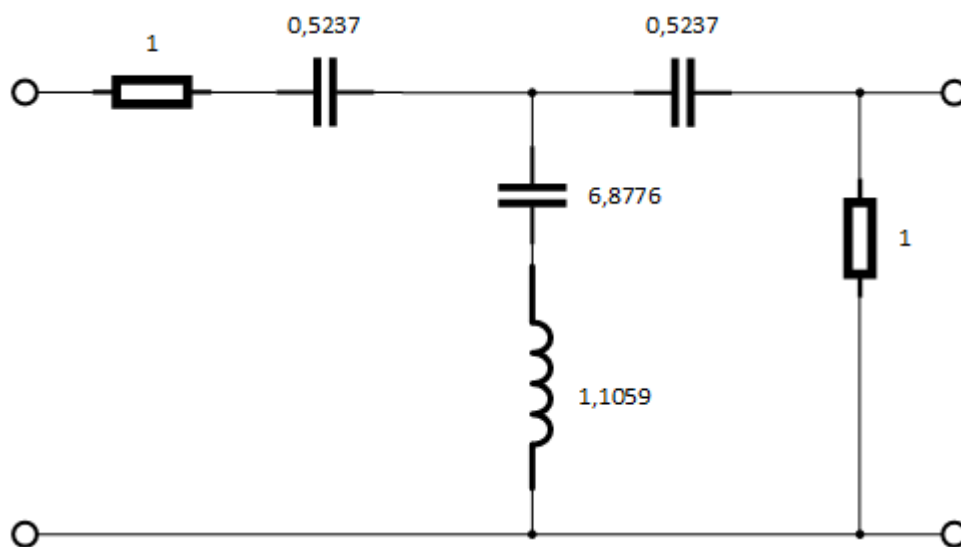
Volíme $C_4 = 1,1059$, $R_1 = 1$, $R_5 = 1$, z čehož plyne normované zapojení GIC (Obrázek 3.12). Normované hodnoty pasivního T filtru a GIC (Obrázek 3.11 a 3.12) odnormujeme dle vztahů z rovnice (3.43), kde $\omega_0 = 2\pi f_0$.

$$R = rR_0 \quad L = \frac{lR_0}{\omega_0} \quad C = \frac{c}{\omega_0 R_0} \quad (3.43)$$

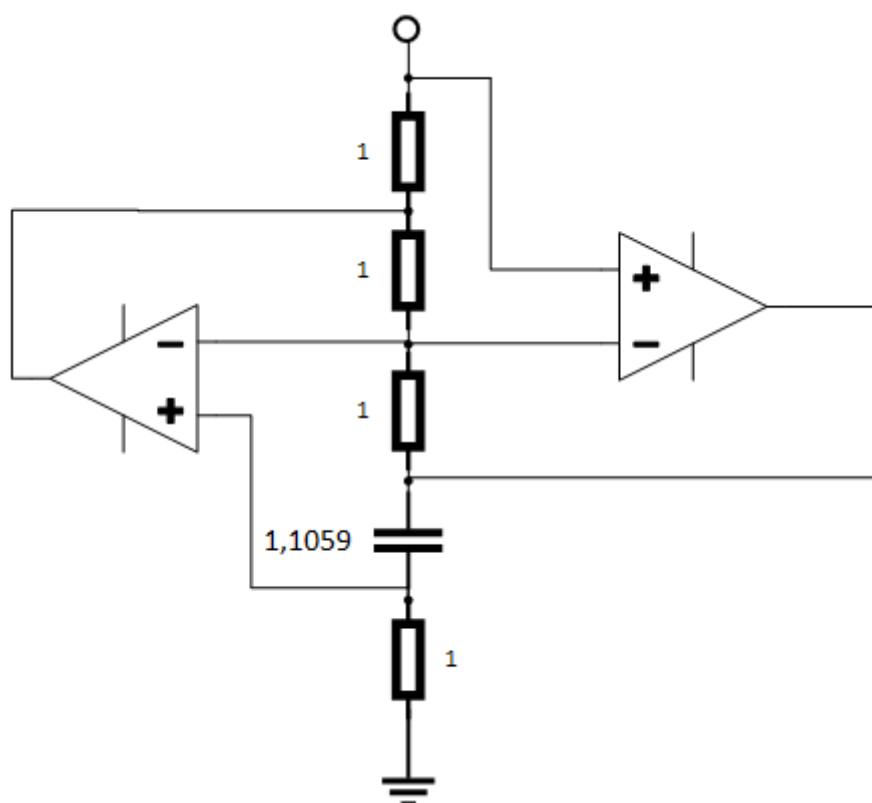
Míra přenosu se vztahuje k napětí zdroje což v simulovaném zapojení s normovanými hodnotami znamená, že frekvence $\Omega = 1$ koresponduje s frekvencí $f = 1/2\pi$. Dochází tak k posunu míry přenosu o 6 db níže. Při reálném zapojení využijeme přemostění kapacit odpory o postačující velikosti, v simulovaném měření není těchto přemostění zapotřebí.



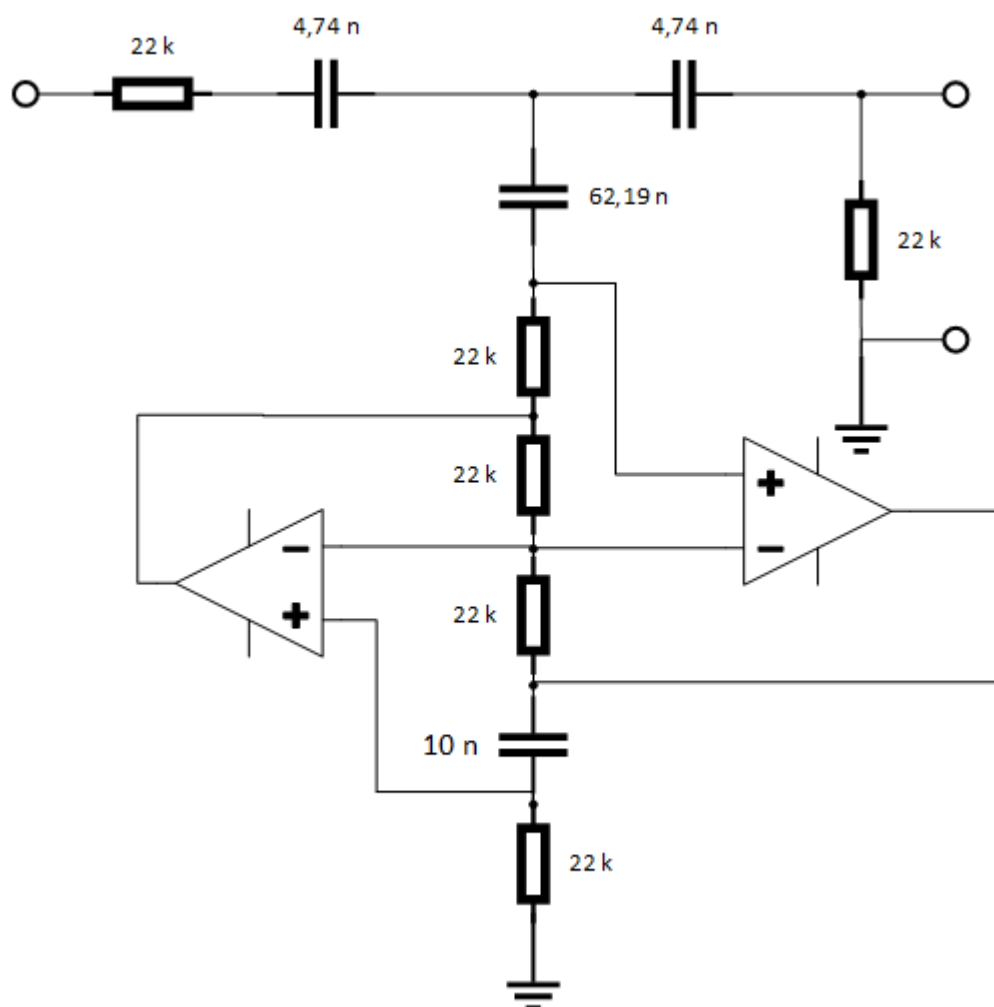
Obrázek 3.10: DP 3.řádu Cauerova pasivního filtru



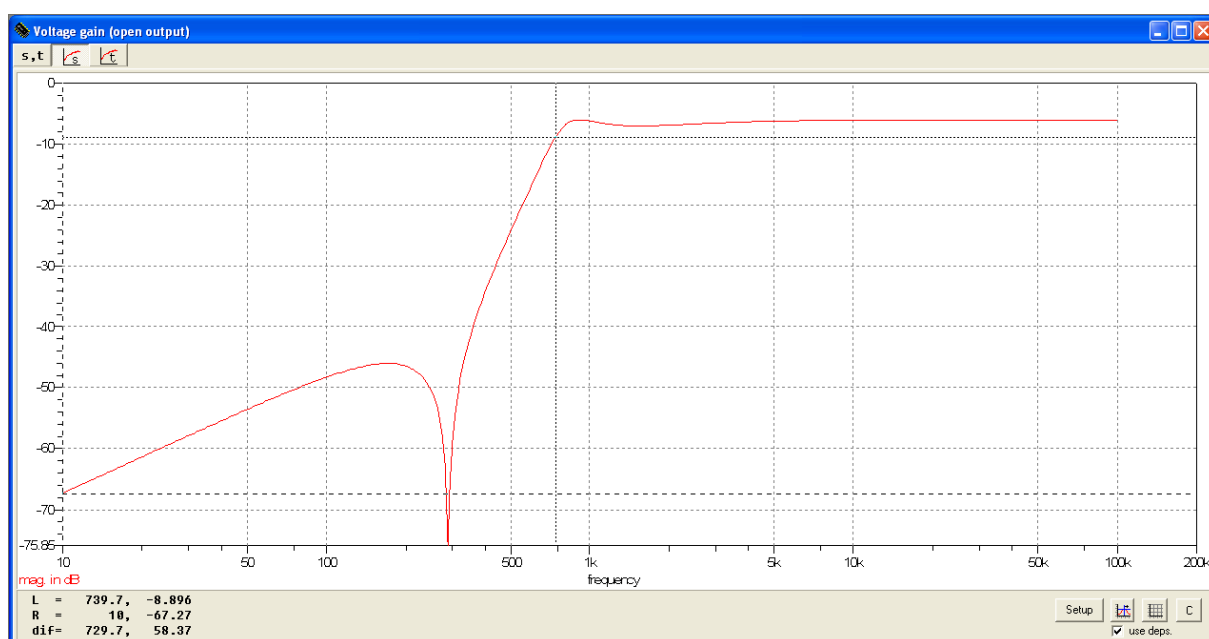
Obrázek 3.11: Normovaná HP pro Cauerovu charakteristiku s GIC



Obrázek 3.12: Normovaný GIC pro HP Cauerova filtru



Obrázek 3.13: Výsledné zapojení HP Cauerova filtru 3.řádu s GIC



Obrázek 3.14: Modulová kmitočtová charakteristika pro HP Cauerova filtru s GIC

3.3 Dolní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou

3.3.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg

Naší úlohou je navrhnout filtr pro dolní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou. Zlomový kmitočet činí $f_c = 3\,400\text{ Hz}$, maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu $A_{max} = 3\text{ dB}$, minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném pásmu na kmitočtu $f_d = 11\text{ kHz}$ se rovná $A_{min} = 40\text{ dB}$ a zesílení nabývá hodnoty $H_0 = 1$.

Počáteční akcí je výpočet normované dolní propusti použitím rovnice (2.3). Pro Ω_s platí

$$\Omega_s = \frac{f_d}{f_c} = 3,2353 \quad (3.44)$$

Potřebný řád filtru vyplývá z rovnice (2.5)

$$n \geq \frac{\arg \cosh \sqrt{\frac{\frac{A_{min}}{10} - 1}{\frac{A_{max}}{10} - 1}}}{\arg \cosh \Omega_s} = 2,88 \doteq 3 \quad (3.45)$$

V této chvíli tedy známe potřebný řád filtru, což je v našem případě filtr 3. řádu. Z tabulky koeficientů přenosové funkce aktivní NDP inverzních Čebyševových filtrů pro $A_{min} = 40\text{ dB}$ (Tabulka A.1) víme, že je nutné zavést dvě sekce. Sekce seřazujeme dle navyšujícího se Q_i od nejmenšího po největší. Přenosová funkce se nachází ve formě

$$H(p) = \frac{H_0}{p+b_1} \cdot \frac{p^2+c_2}{p^2+a_2p+b_2} \quad (3.46)$$

$$H(p) = \frac{0,0903}{p+1,06103} \cdot \frac{p^2+12,093}{p^2+0,9706p+1,0229} \quad (3.47)$$

Je nezbytné vypočíst činitele jakosti singulárních pólů a sekcí za účelem správného přiřazení pólů, nul a kompletního zařazení sekcí do kaskády.

$$Q_1 = \frac{1}{2} \quad Q_i = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad \omega_{0i} = \sqrt{b_i} \quad \text{pro } i = 2 \quad (3.48)$$

Přenosy sekcí jsou dány

$$H_{01} = \frac{1}{b_1} \quad H_{0i} = \frac{c_i}{b_i} \quad \text{pro } i = 2 \quad (3.49)$$

Tabulka 3.2: Tabulka jednotlivých sekcí s parametry Q_i a H_{0i}

i	Q_i	H_{0i}
1	0,5	0,9425
2	1,0420	11,8223

Z tabulky 3.y je patrné, že nemusíme zaměnit jednotlivé sekce mezi sebou, protože bychom nesplnili podmínku řazení podle navyšujícího se činitele jakosti Q_i .

Přenosová funkce je nyní v podobě

$$H(p) = \frac{k_1 0,0903}{p+1,0610} \cdot \frac{k_2(p^2+12,093)}{p^2+0,9706p+1,0229} \quad (3.50)$$

Stanovíme stálé veličiny M_i a KM_2

$$M_1 = 14,3113 \quad M_2 = 37,8012 \quad KM_2 = 1 \quad (3.51)$$

$$k_1 = \frac{KM_2}{M_1} = 11,7509 \quad k_2 = \frac{M_1}{M_2} = 0,0846 \quad (3.52)$$

Po nahrazení stálých veličin k_i

$$H(p) = \frac{1,0611}{p+1,0610} \cdot \frac{0,0846p^2+1,0231}{p^2+0,9706p+1,0229} \quad (3.53)$$

Následně můžeme přikročit ke kalkulaci elementů 1. sekce. Jedná se o dolní propust 1. řádu. Aplikujeme vzorce z tabulky (Tabulka D.1)

$$H(p) = -\frac{1,0611}{p+1,0610} = -\frac{k'_1}{p+b_1} \quad (3.54)$$

Určíme si hodnotu pro kapacitu $C = 10 \text{ nF}$, $k = 1$ a $h = 0$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c k_1 C} = 4,41 \text{ k}\Omega \quad R_2 = \frac{1}{2\pi f_c b_1 C} = 4,41 \text{ k}\Omega \quad (3.55)$$

U druhé sekce se jedná o dolní propust 2. řádu. Vybíráme strukturu Akerberg-Mossberg

$$H(p) = -\frac{0,0846p^2+1,0231}{p^2+0,9706p+1,0229} = -\frac{k'_2 p^2 + k'_3}{p^2 + a_2 p + b_2} \quad (3.56)$$

Vyjádříme si hodnoty Q_2 a ω_{02}

$$Q_2 = \frac{\sqrt{b_2}}{a_2} = 1,0420 \quad \omega_{02} = \sqrt{b_2} = 1,0114 \quad (3.57)$$

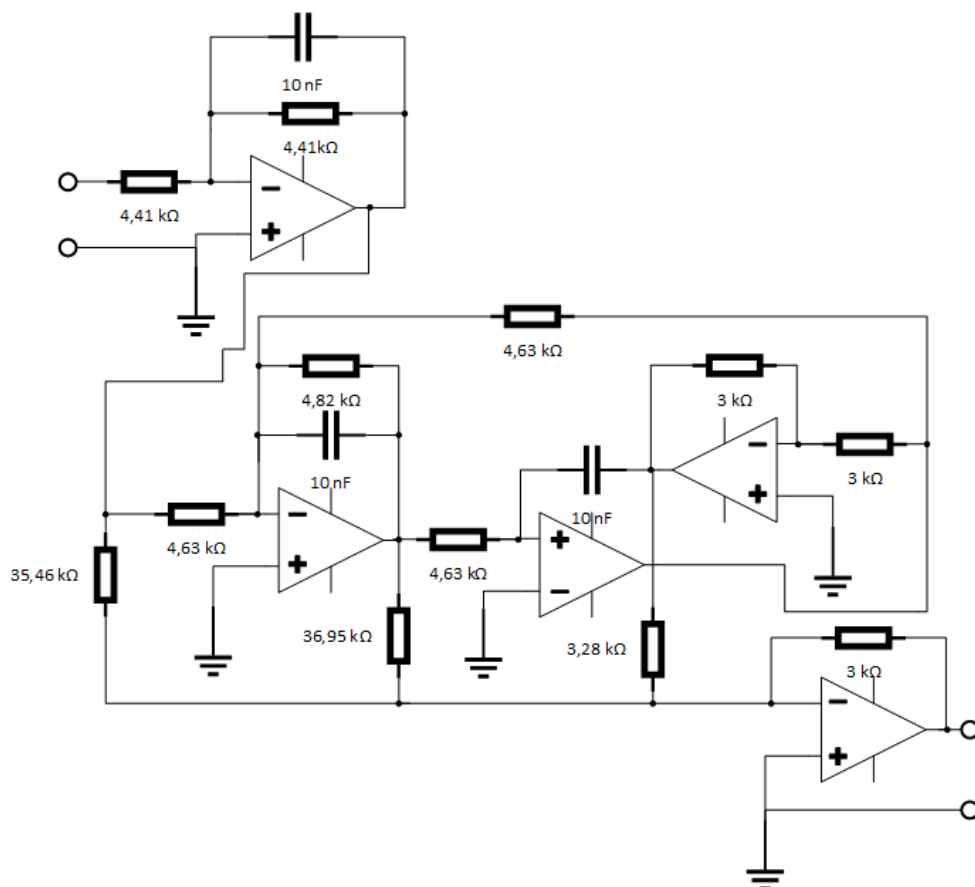
Určíme si hodnotu pro kapacitu $C = 10 \text{ nF}$, $k = 1$ a $h = 0$

$$R = \frac{1}{2\pi f_c \omega_{02} C} = 4,63 \text{ k}\Omega \quad Q_2 R = 4,82 \text{ k}\Omega \quad (3.58)$$

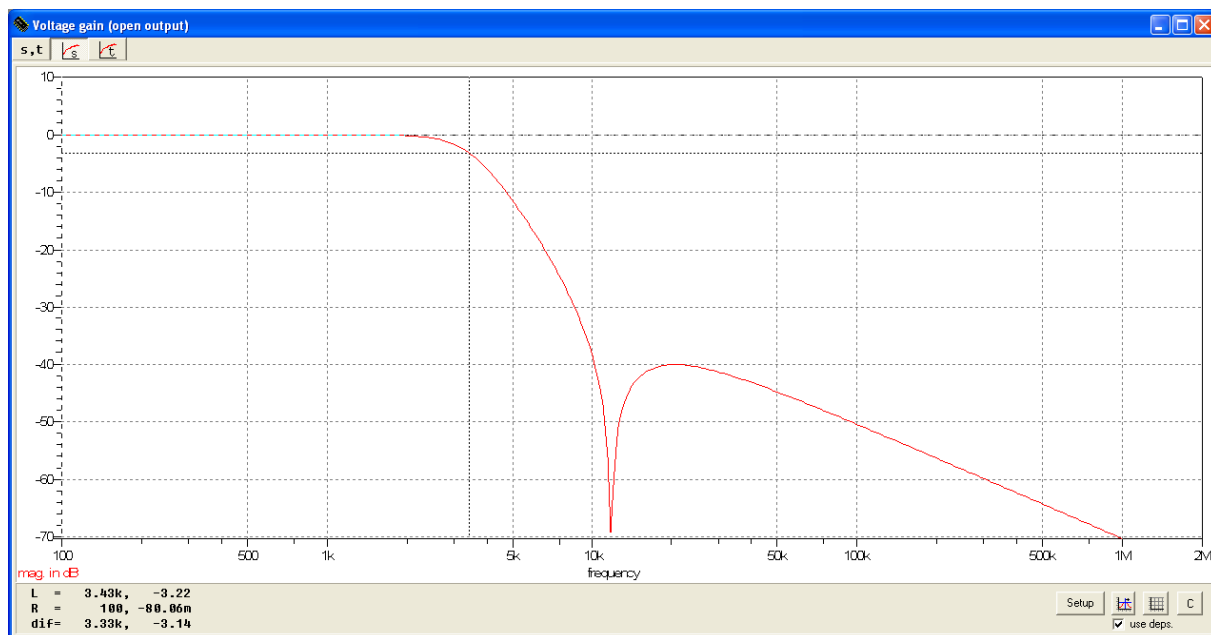
$$u = k'_2 = 0,0846 \quad d = \frac{k'_3}{b_2} - k'_2 = 0,9156 \quad v = \frac{k'_2}{Q_2} = 0,0812 \quad (3.59)$$

Za hodnoty odporů si dosadíme $R_0 = R_A = 3 \text{ k}\Omega$

$$\frac{R_0}{u} = 35,46 \text{ k}\Omega \quad \frac{R_0}{v} = 36,95 \text{ k}\Omega \quad \frac{R_0}{d} = 3,28 \text{ k}\Omega \quad (3.60)$$



Obrázek 3.15: DP 3. řádu pro inverzní Čebyševův filtr se strukturou Akerberg-Mossberg

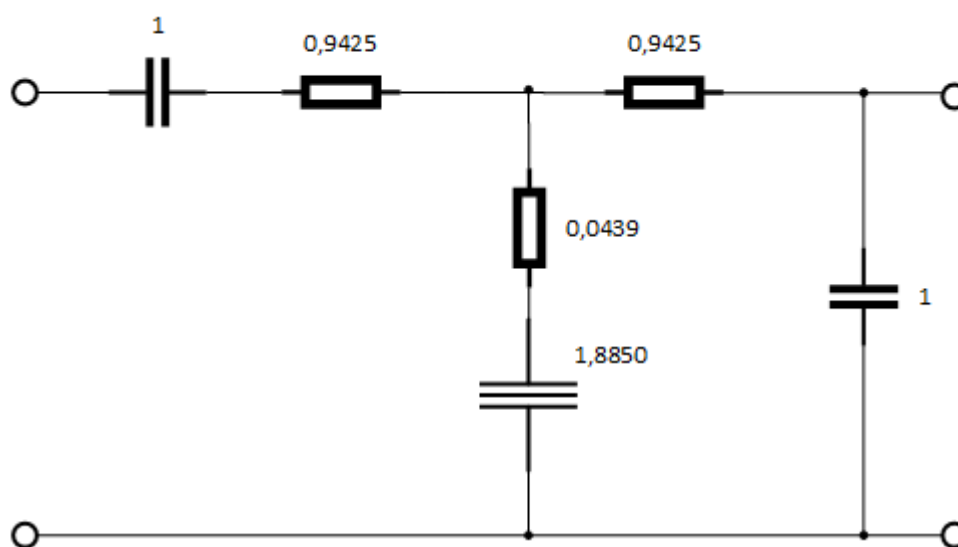


Obrázek 3.16: Modulová kmitočtová charakteristika pro inverzní Čebyševovu DP 3.řádu v zapojení Akerberg-Mossberg

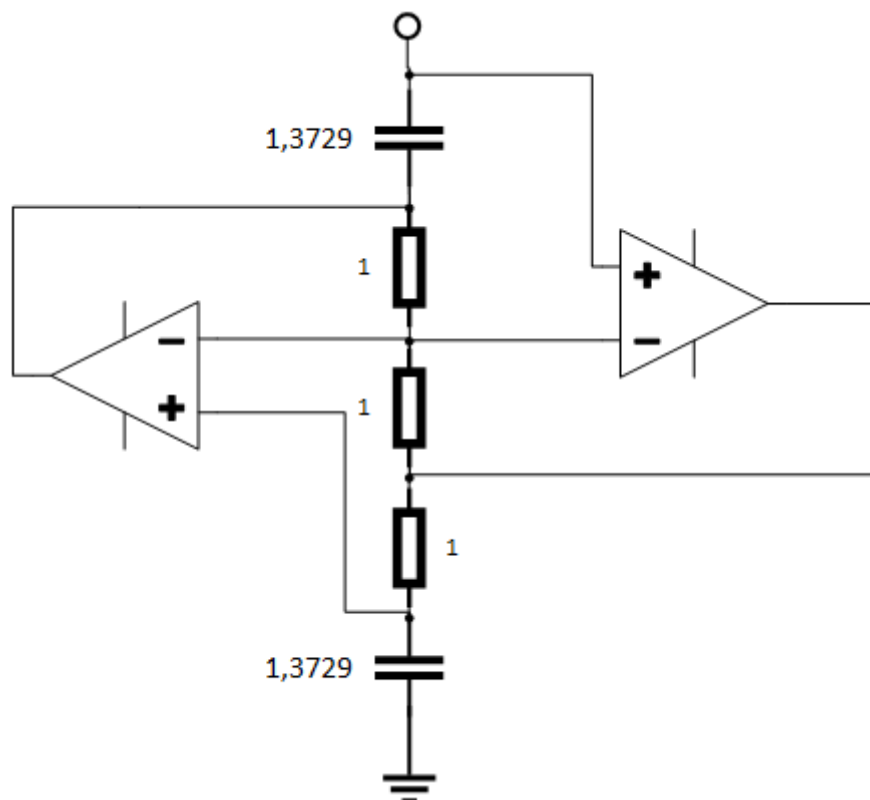
3.3.2 Zapojení pomocí GIC jako dvojné kapacity

Naší úlohou je navrhnout filtr pro dolní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou. Zlomový kmitočet činí $f_c = 3\,400\text{ Hz}$, maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu $A_{max} = 3\text{ dB}$, minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném pásmu se rovná $A_{min} = 40\text{ dB}$.

Při zapojení vycházíme ze struktury T pasivního filtru (Obrázek 3.3). Využijeme hodnot stavebních prvků NDP 3.řádu inverzních Čebyševových filtrů a Caurových filtrů z tabulky (Tabulka E.1). Prostřednictvím Brutonovy transformace (Tabulka 1.1) transponujeme na normovaný obvod s využitím Antoniova obecného impedančního konvertoru jako D prvku, tedy dvojné kapacity. Velikost D prvku je dána vztahem z rovnice (1.5).



Obrázek 3.17: NDP pro inverzní Čebyševovu charakteristiku s GIC

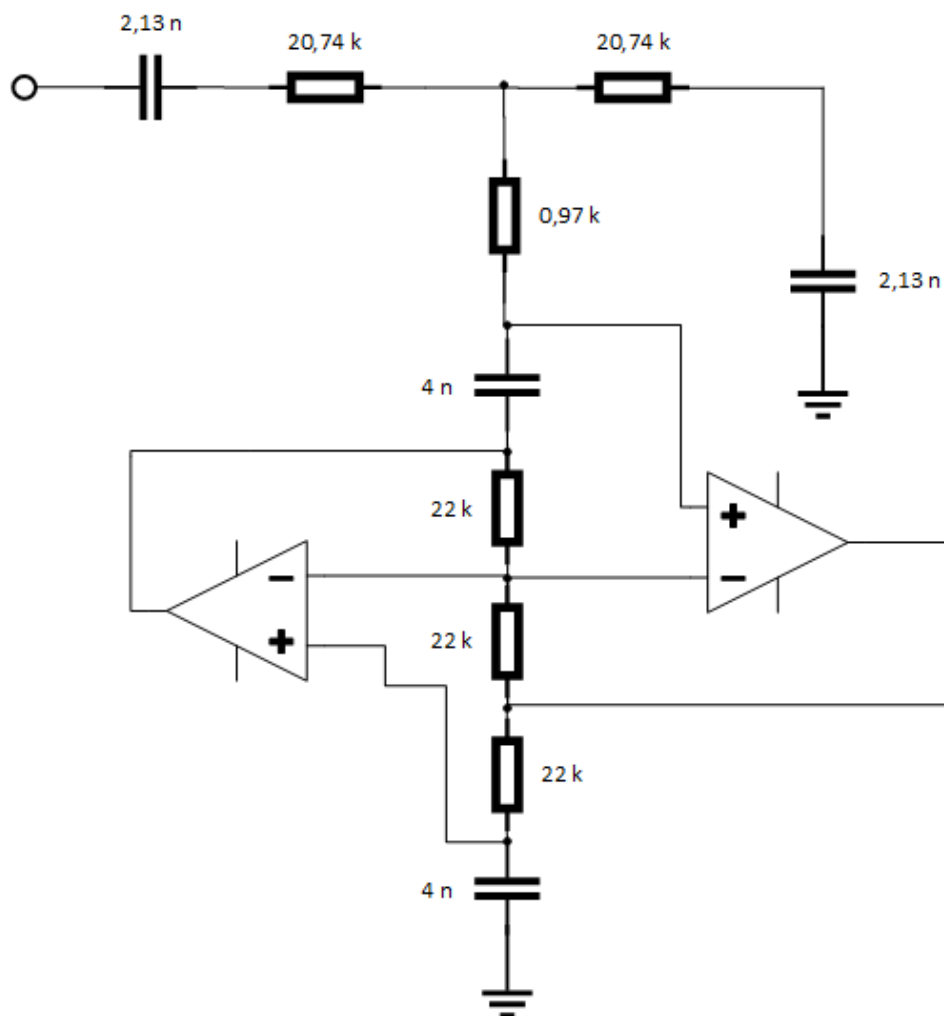


Obrázek 3.18: Normovaný GIC pro DP inverzního Čebyševova filtru

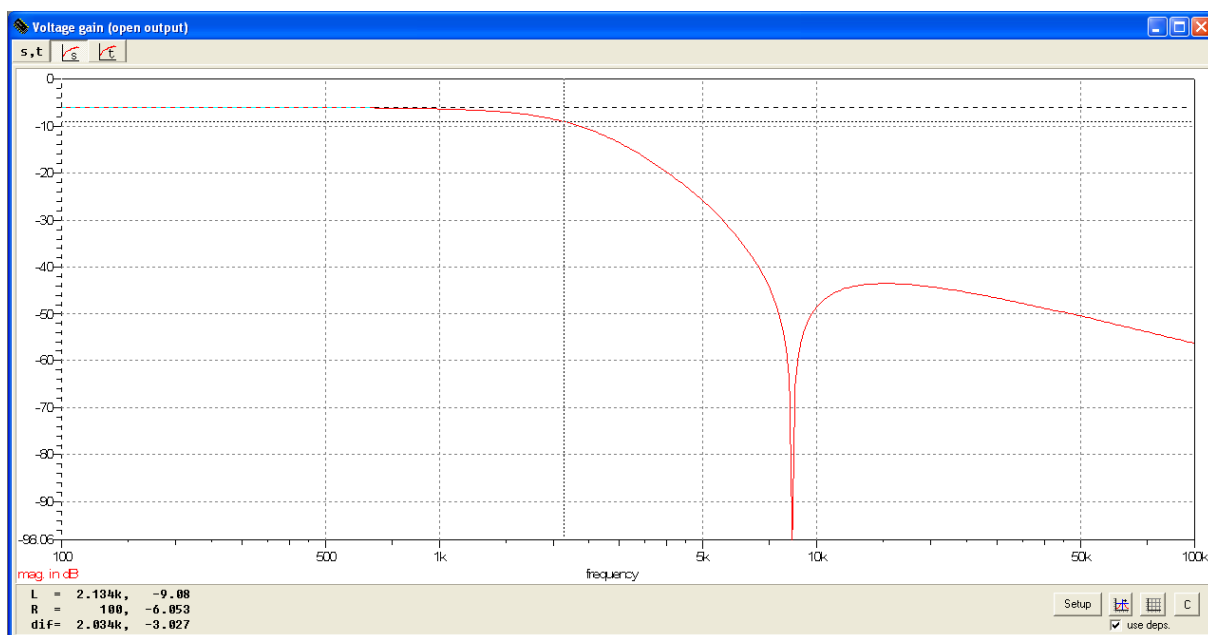
Volíme $R_2 = R_3 = R_4 = 1$ a $R_0 = 20 \text{ k}\Omega$, z toho vyplývá, že hodnota pro $C_1 = C_5 = \sqrt{D} = 1,3729$. Normované hodnoty pasivního T filtru a GIC (Obrázek 3.17 a 3.17) odnormujeme dle vztahů z rovnice (3.61), kde $\omega_0 = 2\pi f_0$.

$$R = rR_0 \quad L = \frac{lR_0}{\omega_0} \quad C = \frac{c}{\omega_0 R_0} \quad (3.61)$$

Při reálném zapojení využijeme přemostění kapacit odpory o postačující velikosti, v simulovaném měření není těchto přemostění zapotřebí.



Obrázek 3.19: Výsledné zapojení DP inverzního Čebyševova filtru 3.řádu s GIC



Obrázek 3.20: Modulová kmitočtová charakteristika pro inverzní Čebyševovu DP s GIC

3.4 Dolní propust s Caurovou charakteristikou

3.4.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg

Naší úlohou je navrhnout filtr pro dolní propust s Caurovou charakteristikou. Zlomový kmitočet činí $f_c = 3400 \text{ Hz}$, maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu $A_{max} = 1 \text{ dB}$, minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném pásmu na kmitočtu $f_d = 11 \text{ kHz}$ se rovná $A_{min} = 40 \text{ dB}$ a zesílení nabývá hodnoty $H_0 = 1$.

Počáteční akcí je výpočet normované dolní propusti použitím rovnice (2.3). Pro Ω_s platí

$$\Omega_s = \frac{f_c}{f_d} = 0,3091 \quad (3.62)$$

Je potřebné vypočítat činitele k a k_1 dle vztahů z rovnice (2.6) a (2.7)

$$k = \frac{f_c}{f_d} = 0,3091 \quad (3.63)$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{10^{\frac{A_{max}}{10}} - 1}{10^{\frac{A_{min}}{10}} - 1}} = 5,088 \cdot 10^{-3} \quad (3.64)$$

Nyní známe činitele k a k_1 , tudíž můžeme vypočítat hodnoty pro k' a k_1' dány rovnicemi (2.9) a (2.10)

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = 0,9510 \quad (3.65)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} = 0,9999 \quad (3.66)$$

N též řád filtru Caurovy aproximace vypočteme pomocí rovnice (2.8)

$$n \geq \frac{K(k_1') \cdot K(k)}{K(k_1) \cdot K(k')} = 2,22 \div 3 \quad (3.67)$$

V této chvíli tedy známe potřebný řád filtru, což je v našem případě filtr 3. řádu. Z tabulky koeficientů přenosové funkce aktivní NDP Caurových filtrů pro $A_{min} = 40 \text{ dB}$ (Tabulka A.1) víme, že je nutné zavést dvě sekce. Přenosová funkce se nachází ve formě

$$H(p) = \frac{H_0}{p+b_1} \cdot \frac{p^2+c_2}{p^2+a_2p+b_2} \quad (3.68)$$

$$H(p) = \frac{0,0692}{p+0,5237} \cdot \frac{p^2+7,6084}{p^2+0,4545p+1,0053} \quad (3.69)$$

Zavedeme si nyní stále veličiny k_i

$$H(p) = \frac{k_1 0,0692}{p+0,5237} \cdot \frac{k_2(p^2+7,6084)}{p^2+0,4545p+1,0053} \quad (3.70)$$

Stanovíme stále veličiny M_i a KM_2

$$M_1 = 0,1321 \quad M_2 = 1 \quad KM_2 = 1 \quad (3.71)$$

$$k_1 = \frac{KM_2}{M_1} = 7,5700 \quad k_2 = \frac{M_1}{M_2} = 0,1321 \quad (3.72)$$

Po nahrazení stálých veličin k_i

$$H(p) = \frac{0,5238}{p+0,5237} \cdot \frac{0,1321p^2+1,0051}{p^2+0,4545p+1,0053} \quad (3.73)$$

Následně můžeme přikročit ke kalkulaci elementů 1. sekce. Jedná se o dolní propust 1.řádu. Aplikujeme vzorce z tabulky (Tabulka D.1)

$$H(p) = -\frac{0,5238}{p+0,5237} = -\frac{k'_1}{p+b_1} \quad (3.74)$$

Určíme si hodnotu pro kapacitu $C = 10 \text{ nF}$, $k = 1$ a $h = 0$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c k'_1 C} = 8,94 \text{ k}\Omega \quad R_2 = \frac{1}{2\pi f_c b_1 C} = 8,94 \text{ k}\Omega \quad (3.75)$$

U druhé sekce se jedná o dolní propust 2. řádu. Vybíráme strukturu Akerberg-Mossberg

$$H(p) = -\frac{0,1321p^2+1,0051}{p^2+0,4545p+1,0053} = -\frac{k'_2 p^2 + k'_3}{p^2 + a_2 p + b_2} \quad (3.76)$$

Vyjádříme si hodnoty Q_2 a ω_{02}

$$Q_2 = \frac{\sqrt{b_2}}{a_2} = 2,2060 \quad \omega_{02} = \sqrt{b_2} = 1,0027 \quad (3.77)$$

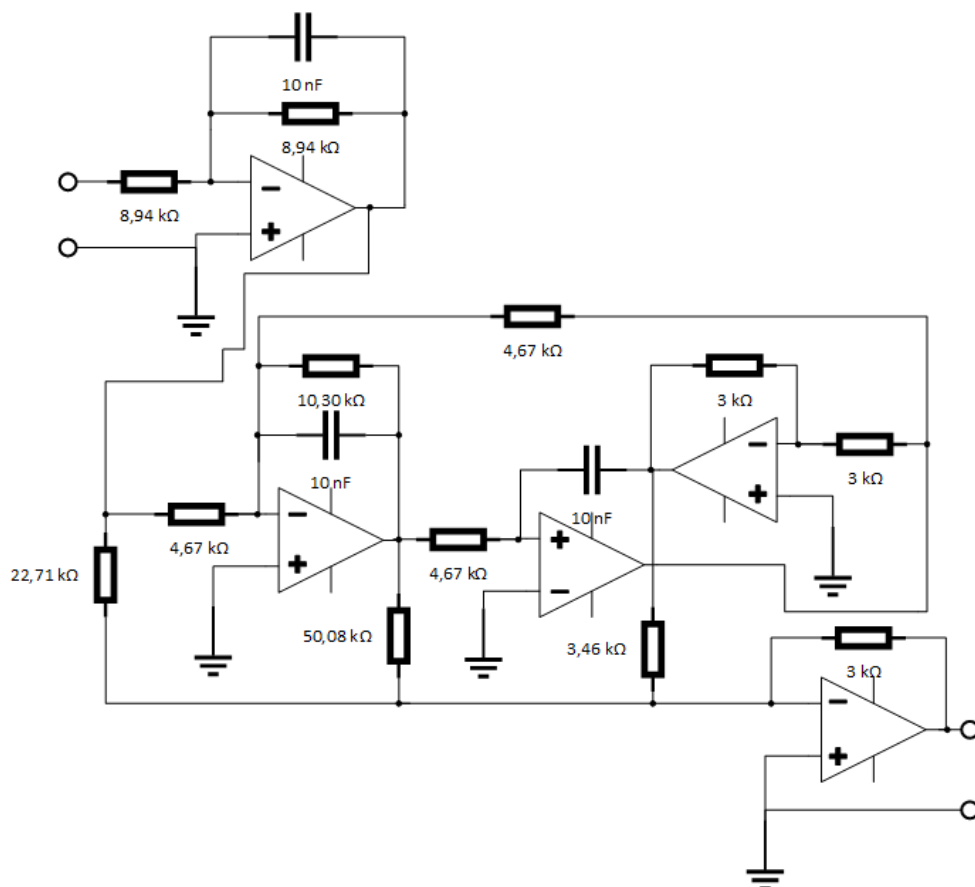
Určíme si hodnotu pro kapacitu $C = 10 \text{ nF}$, $k = 1$ a $h = 0$

$$R = \frac{1}{2\pi f_c \omega_{02} C} = 4,67 \text{ k}\Omega \quad Q_2 R = 10,30 \text{ k}\Omega \quad (3.78)$$

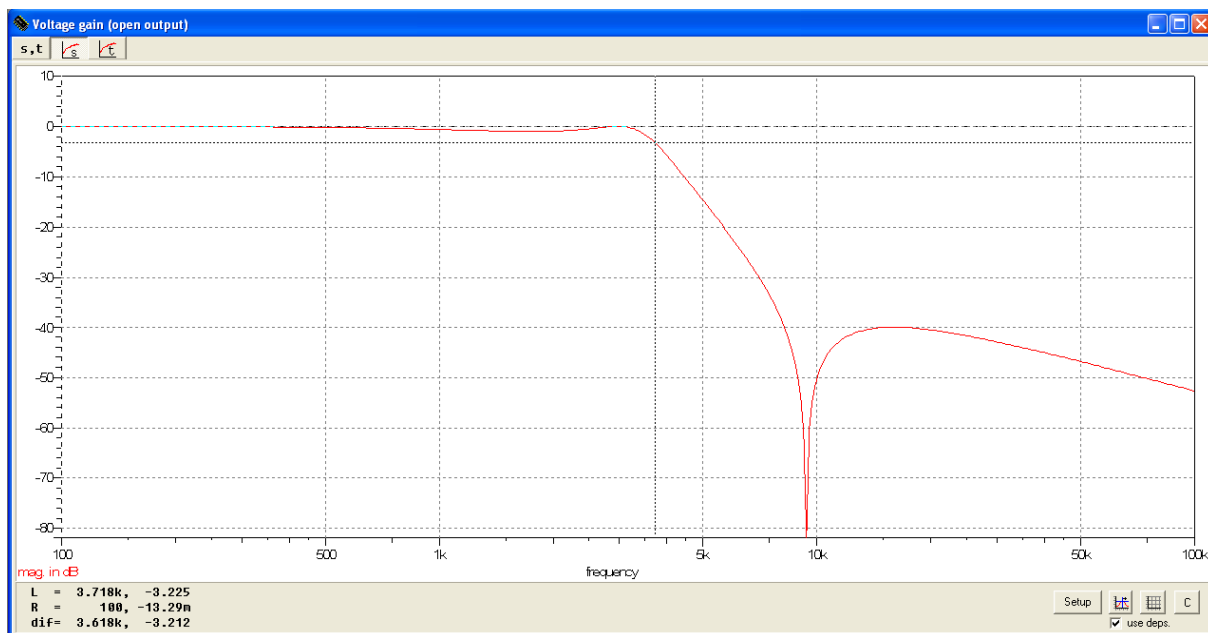
$$u = k'_2 = 0,1321 \quad d = \frac{k'_3}{b_2} - k'_2 = 0,8677 \quad v = \frac{k'_2}{Q_2} = 0,0599 \quad (3.79)$$

Za hodnoty odporů si dosadíme $R_0 = R_A = 3 \text{ k}\Omega$

$$\frac{R_0}{u} = 22,71 \text{ k}\Omega \quad \frac{R_0}{v} = 50,08 \text{ k}\Omega \quad \frac{R_0}{d} = 3,46 \text{ k}\Omega \quad (3.80)$$



Obrázek 3.21: DP 3. řádu pro Cauerův filtr se strukturou Akerberg-Mossberg

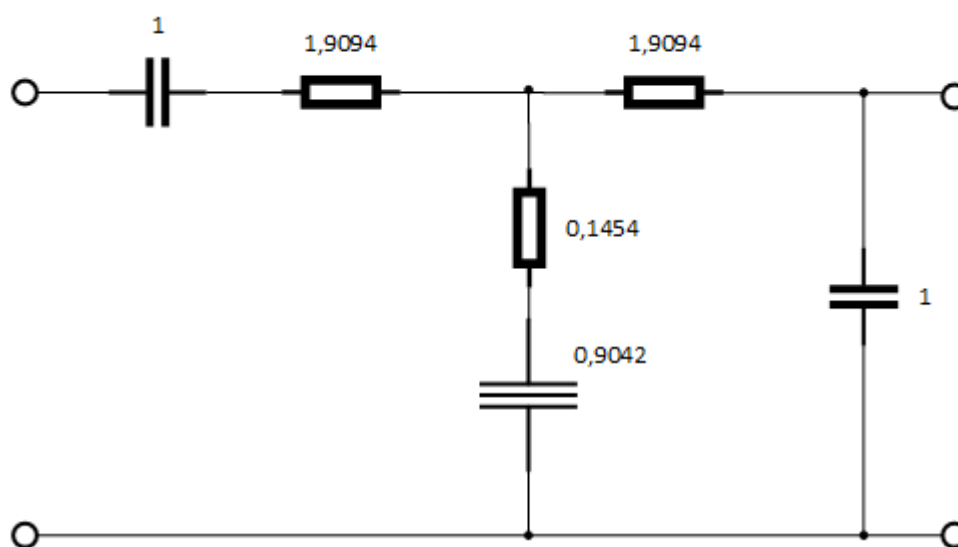


Obrázek 3.22: Modulová kmitočtová charakteristika pro Cauerovu DP 3. řádu v zapojení Akerberg-Mossberg

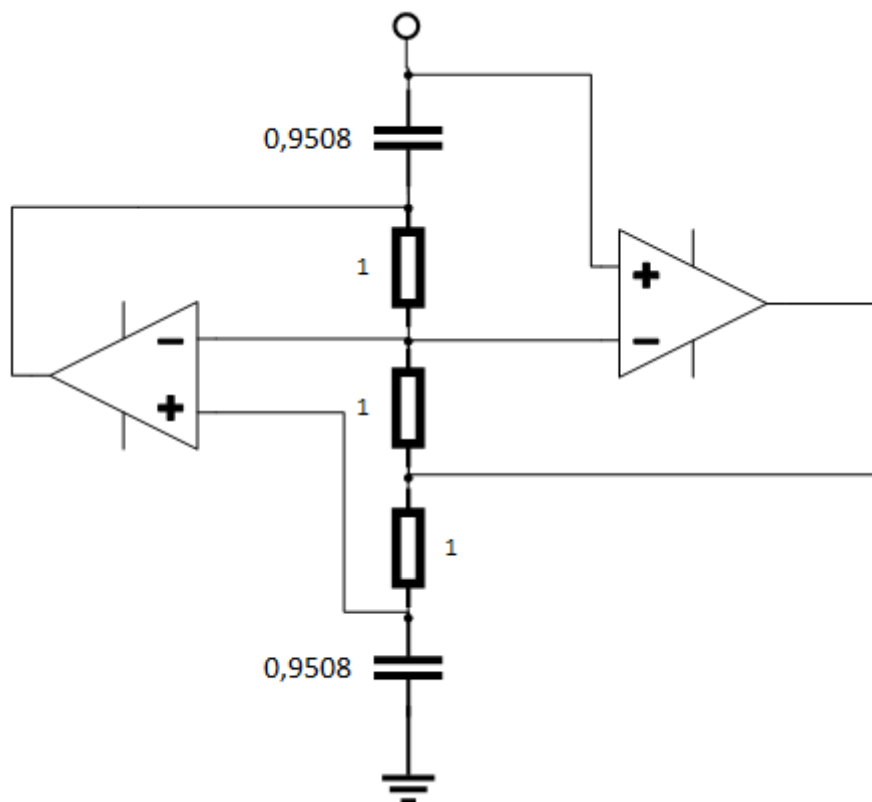
3.4.2 Zapojení pomocí GIC jako dvojné kapacity

Naší úlohou je navrhnout filtr pro dolní propust s Cauerovou charakteristikou. Zlomový kmitočet činí $f_c = 3400 \text{ Hz}$, maximální dovolená hodnota útlumu v propustném pásmu $A_{max} = 1 \text{ dB}$, minimální požadovaná hodnota útlumu v nepropustném pásmu se rovná $A_{min} = 40 \text{ dB}$.

Při zapojení vycházíme ze struktury T pasivního filtru (Obrázek 3.10). Využijeme hodnot stavebních prvků NDP 3.řádu inverzních Čebyševových filtrů a Cauerových filtrů z tabulky (Tabulka E.1). Prostřednictvím Brutonovy transformace (Tabulka 1.1) transponujeme na normovaný obvod s využitím Antoniova obecného impedančního konvertoru jako D prvku, tedy dvojné kapacity. Velikost D prvku je dána vztahem z rovnice (1.5).



Obrázek 3.23: NDP pro Cauerovu charakteristiku s GIC



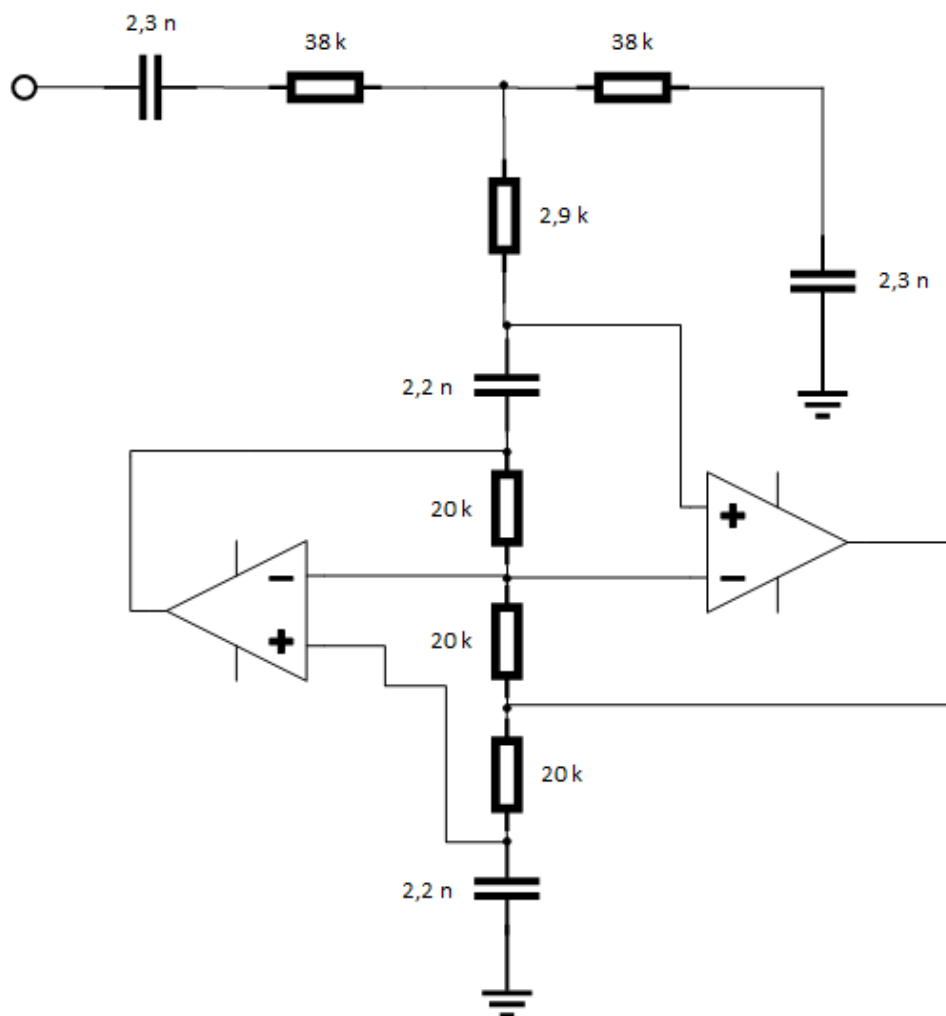
Obrázek 3.24: Normovaný GIC pro DP Cauerova filtru

Volíme $R_2 = R_3 = R_4 = 1$ a $R_0 = 20 \text{ k}\Omega$, z toho vyplývá, že hodnota pro $C_1 = C_5 = \sqrt{D} = 0,9508$. Normované hodnoty pasivního T filtru a GIC (Obrázek 3.23 a 3.24) odnormujeme dle vztahů z rovnice (3.81), kde $\omega_0 = 2\pi f_0$.

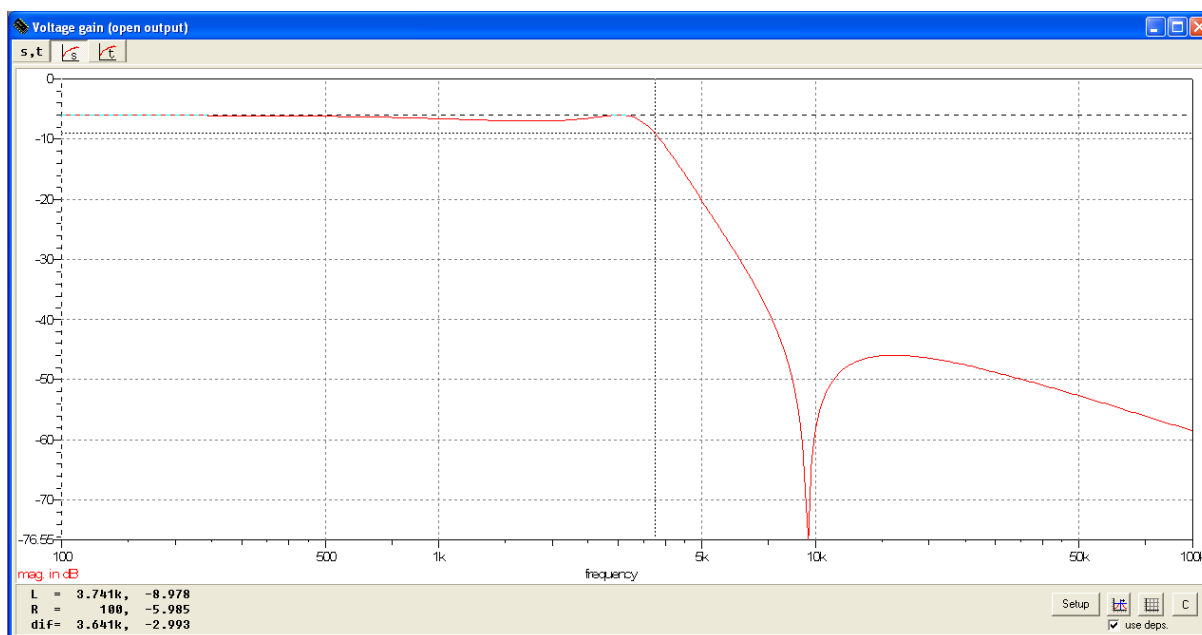
$$R = rR_0 \quad L = \frac{lR_0}{\omega_0} \quad C = \frac{c}{\omega_0 R_0} \quad (3.81)$$

Při reálném zapojení využijeme přemostění kapacit odpory o postačující velikosti, v simulovaném měření není těchto přemostění zapotřebí.

Veškeré vzorce z této kapitoly jsou použity ze zdrojů [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19] a [20].



Obrázek 3.25: Výsledné zapojení DP Cauerova filtru 3.řádu s GIC



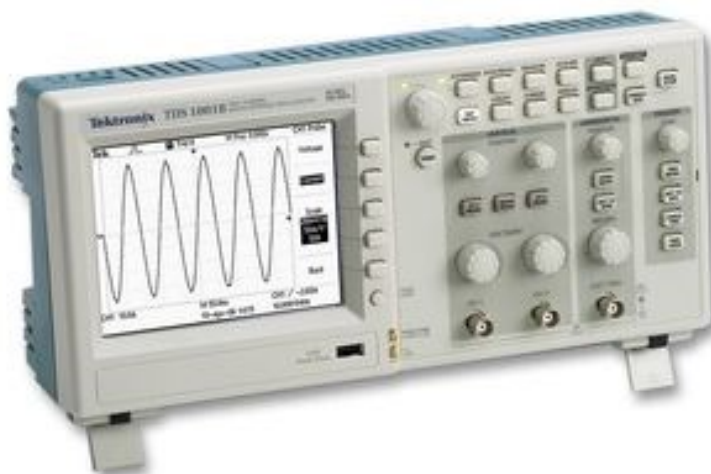
Obrázek 3.26: Modulová kmitočtová charakteristika pro Cauerovu DP s GIC

4 Laboratorní měření

V průběhu všech laboratorních měření se počínalo se zřetelem na stanovené metody. Praktické zapojení filtrů je řízeno předem danými schémata zapojení. Nezbytným krokem je zapojení vstupního napětí na zdroj napětí. Je zvoleno neměnné napětí 10 V na vstupu. Vypočtené hodnoty nelze v praxi přesně odměřit, proto byly vypočtené hodnoty zaokrouhleny s ohledem na nejbližší možné hodnoty součástek k zakoupení (Příloha F). Na generátoru signálu bylo nastaveno postupně několik vhodných kmitočtů tak, aby bylo možno bez obtíží stanovit reálný zlomový kmitočet z připojeného osciloskopu na kanálu dva. Použitými přístroji při laboratorním měření jsou dvojitý laboratorní zdroj napětí DIAMETRAL P230R51D (Obrázek 4.1), dvoukanálový osciloskop Tektronix TDS 1002B (Obrázek 4.2), arbitrážní generátor funkcí Agilent 33210A (Obrázek 4.3), nepájivé kontaktní pole (Obrázek 4.4) a zakoupené součástky z prodejny GM electronic, spol. s r.o. (Tabulka F.1).



Obrázek 4.1: Dvojitý laboratorní zdroj napětí DIAMETRAL P230R51D [21]



Obrázek 4.2: Dvoukanálový osciloskop Tektronix TDS 1002B [22]



Obrázek 4.3: *Arbitrážní generátor funkcí Agilent 33210A [23]*



Obrázek 4.4: *Nepájivé kontaktní pole [24]*

Výstupní hodnoty z osciloskopu jsou uvedené v jednotkách mV a je potřebné tyto hodnoty výstupního napětí transponovat za použití rovnice (4.1). Takto transponované hodnoty je dále možné zpracovat do grafů na vertikální osu jako hodnoty úrovně přenosu A v jednotkách dB. Horizontální osa je v logaritmické měřítku a vyjadřuje kmitočet v jednotkách Hz. V jednotlivých tabulkách se nalézá také průměrná odchylka Δx jako aritmetický průměr absolutních hodnot všech odchylek zaokrouhlená na jednu platnou číslici vycházející z rovnice (4.2), \bar{x} aritmetický průměr, který zastupuje střední hodnotu měřených veličin daný rovnicí (4.3) a v posledním sloupci relativní odchylka měření δx ,

udávaná v %, zaokrouhlená na jednu platnou číslici daná rovnicí (4.4). Výslednou hodnotu pak lze zapsat ve tvaru z rovnice (4.5)

$$A = 20 \log \frac{U_2}{U_1} \quad (4.1)$$

$$\Delta x = \frac{|x_1| + |x_2|}{2} \quad (4.2)$$

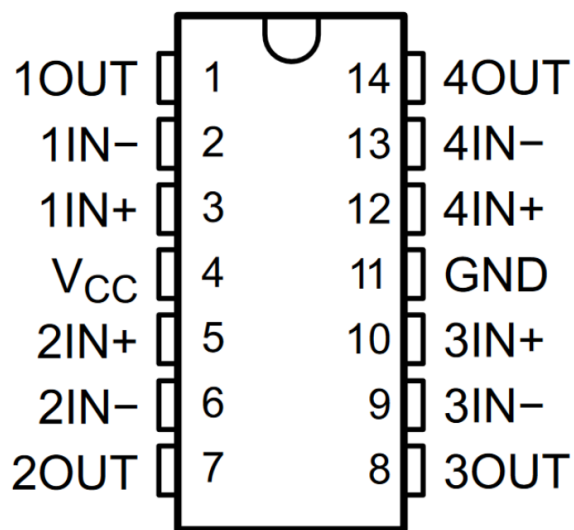
$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2}{2} \quad (4.3)$$

$$\bar{\delta}x = \frac{\Delta x}{\bar{x}} \cdot 100 \% \quad (4.4)$$

$$x = \bar{x} \pm \Delta x; \bar{\delta}x = y \% \quad (4.5)$$

Vzorce jsou použity ze zdrojů [25] a [26].

Praktická realizace návrhu filtrů v laboratoři s použitím operačního zesilovače LM324 vychází ze schématu zapojení dostupného v datasheetu poskytovaného výrobcem k příslušnému typu operačního zesilovače (Obrázek 4.5)



Obrázek 4.5: Schéma pro zapojení OZ v nepájivém poli [27]

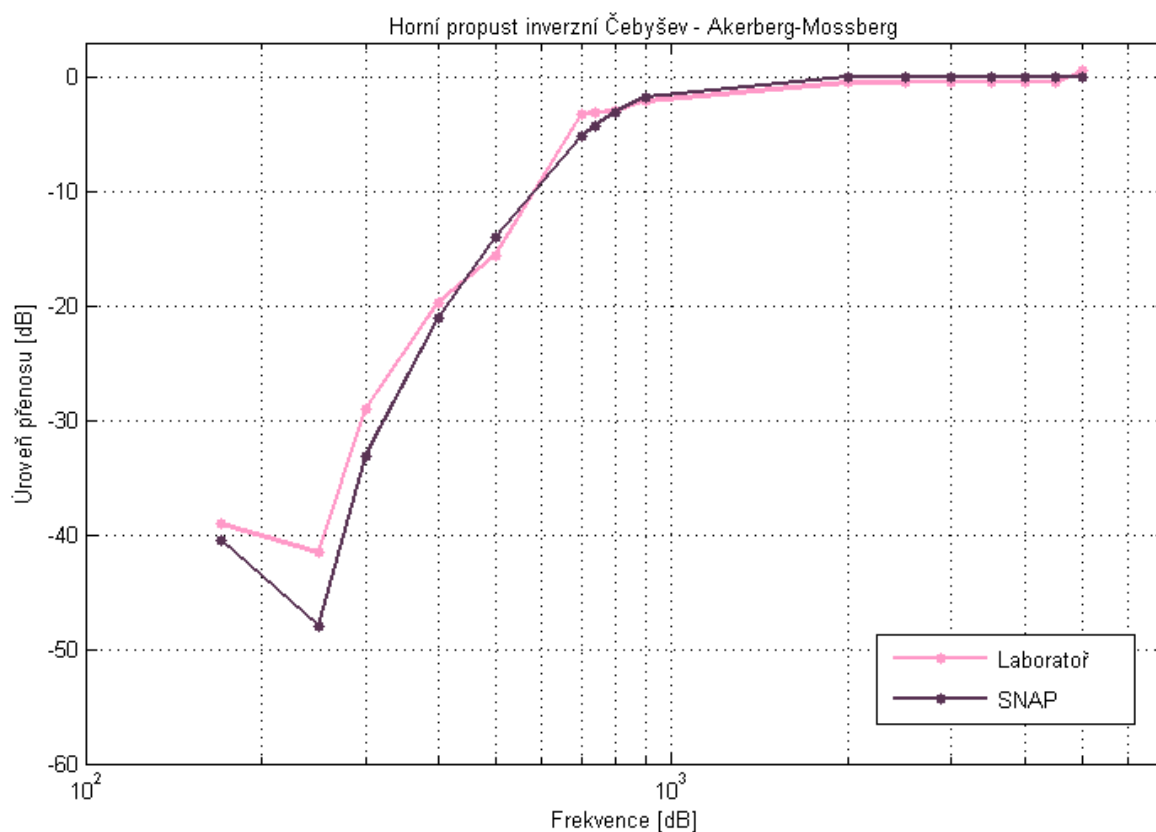
4.1 Porovnání horní propusti s inverzní Čebyševovou charakteristikou

4.1.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg

Tabulka 4.1: Tabulka naměřených a simulovaných hodnot pro HP s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg

f [Hz]	U_2 [mV]	Laboratoř A [dB] - x_1	SNAP A [dB] - x_2	Δx [dB]	\bar{x} [dB]	$\bar{\delta}x$ [%]
170	24	-39,0849	-40,48	0,7	-39,7825	-0,02
250	18	-41,5836	-47,96	3	-44,7718	-0,07
300	76	-29,0728	-33,13	2	-31,1014	-0,07
400	224	-19,6841	-21,11	0,7	-20,3971	-0,03
500	360	-15,5630	-14,03	0,8	-14,7965	-0,05
700	1480	-3,2838	-5,214	1	-4,2489	-0,3
740	1520	-3,0522	-4,279	0,6	-3,6656	-0,2
800	1400	-3,7665	-3,076	0,4	-3,4213	-0,1
900	1700	-2,0801	-1,74	0,2	-1,9101	-0,1
2000	2040	-0,4965	0	0,3	-0,2483	-1
5000	2200	0,1594	0	0,8	0,0797	-1

Graf 4.1: Inverzní Čebyševova HP v zapojení Akerberg-Mossberg

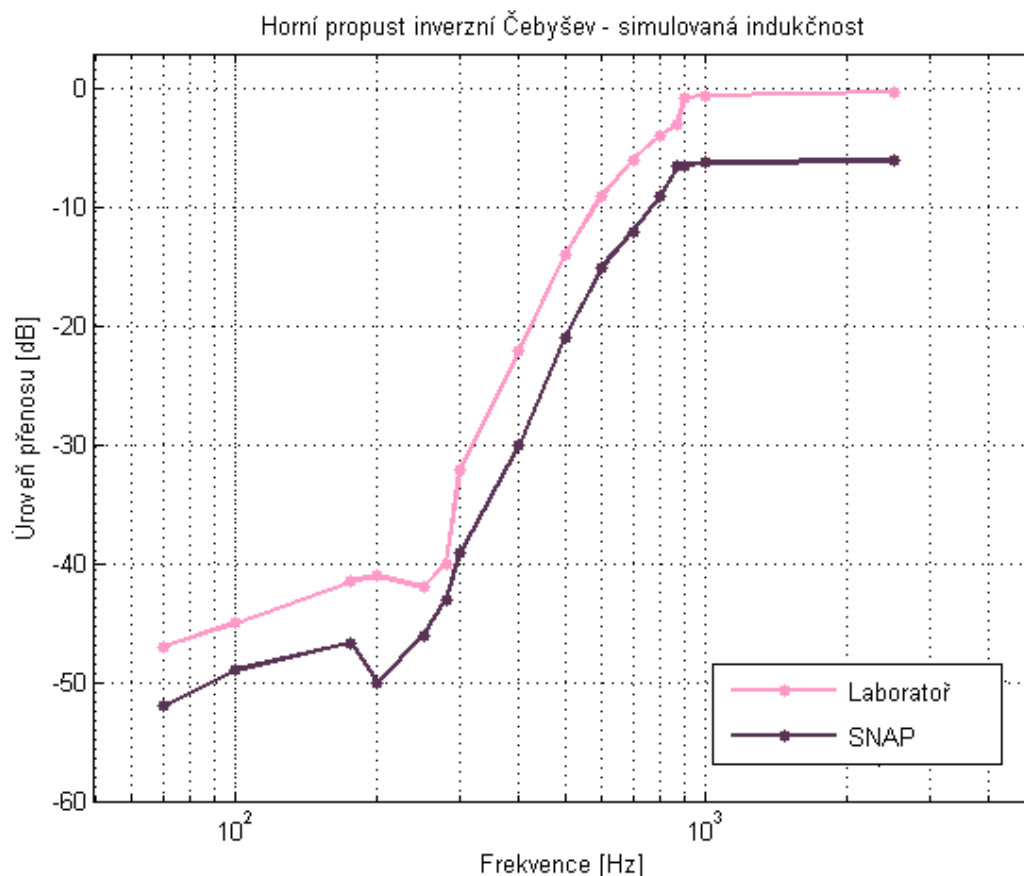


4.1.2 Zapojení pomocí GIC jako simulované indukčnosti

Tabulka 4.2: Tabulka naměřených a simulovaných hodnot pro HP s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení s GIC

f [Hz]	U_2 [mV]	Laboratoř A [dB] - x_1	SNAP A [dB] - x_2	Δx [dB]	\bar{x} [dB]	$\bar{\delta x}$ [%]
70	14	-43,1845	-52,42	5	-47,8023	-0,1
175	16	-42,0246	-46,21	2	-44,1173	-0,05
250	20	-40,0864	-46,03	3	-43,0582	-0,07
280	26	-37,8076	-43,57	3	-40,6888	-0,07
400	22	-22,0246	-30,19	4	-26,1073	-0,2
500	400	-14,0658	-21,97	4	-18,0179	-0,2
800	1280	-3,9628	-9,124	3	-6,5434	-0,4
870	1430	-3,0003	-6,505	2	-4,7527	-0,4
900	1860	-0,7168	-6,437	3	-3,5769	-0,75
1000	1900	-0,5319	-6,21	3	-3,3709	-1
2500	1980	-0,1737	-6	3	-3,0869	-1

Graf 4.2: Inverzní Čebyševova HP v zapojení s GIC



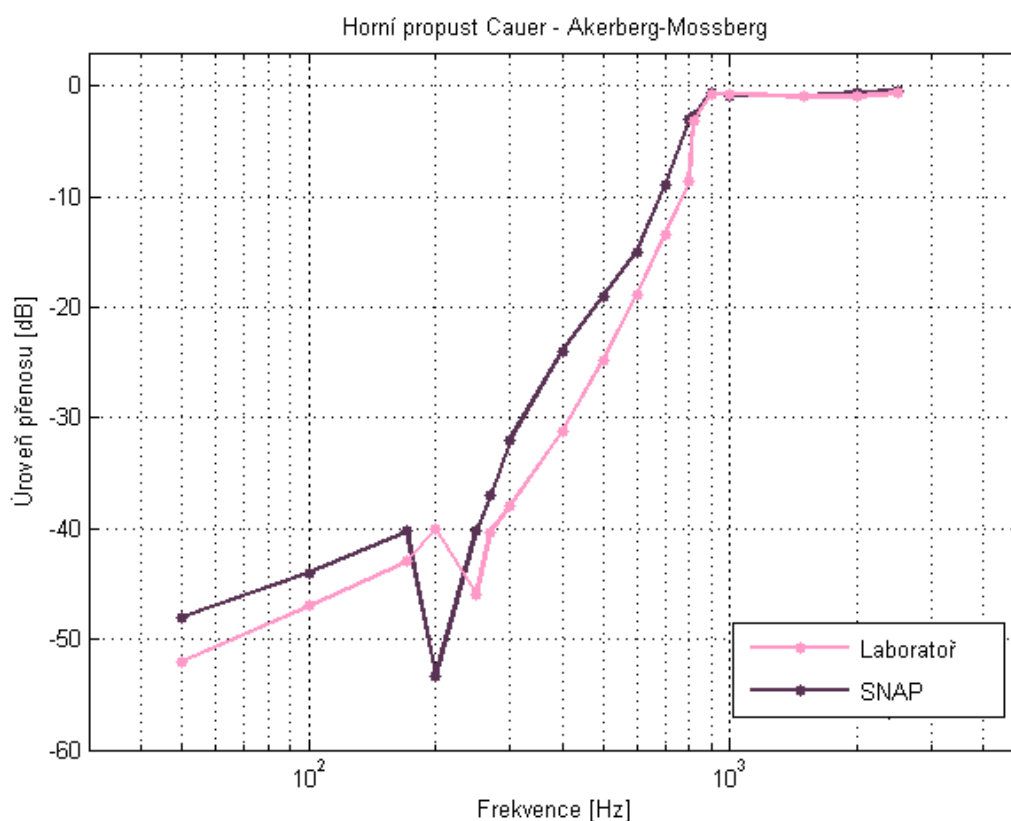
4.2 Porovnání horní propusti s Cauerovou charakteristikou

4.2.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg

Tabulka 4.3: Tabulka naměřených a simulovaných hodnot pro HP s Cauerovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg

f [Hz]	U_2 [mV]	Laboratoř A [dB] - x_1	SNAP A [dB] - x_2	Δx [dB]	\bar{x} [dB]	$\bar{\delta x}$ [%]
100	10	-47,6042	-44,49	2	-46,0471	-0,04
170	16	-43,5218	-40,33	2	-41,9259	-0,05
250	12	-46,0206	-40,26	3	-43,1403	-0,07
270	22	-40,7558	-37,48	2	-39,1179	-0,05
500	150	-24,0823	-19,92	2	-22,0012	-0,09
700	540	-12,9563	-9,83	2	-11,3915	-0,2
800	890	-8,6164	-3,152	3	-5,8842	-0,5
820	1700	-2,9952	-2,786	0,1	-2,8906	-0,03
1000	2220	-0,6772	-0,952	0,3	-0,8146	-0,4
1500	2160	-0,9151	-0,952	0,02	-0,9336	-0,02
2500	2240	-0,5993	-0,5292	0,04	-0,5643	-0,07

Graf 4.3: Cauerova HP v zapojení Akerberg-Mossberg

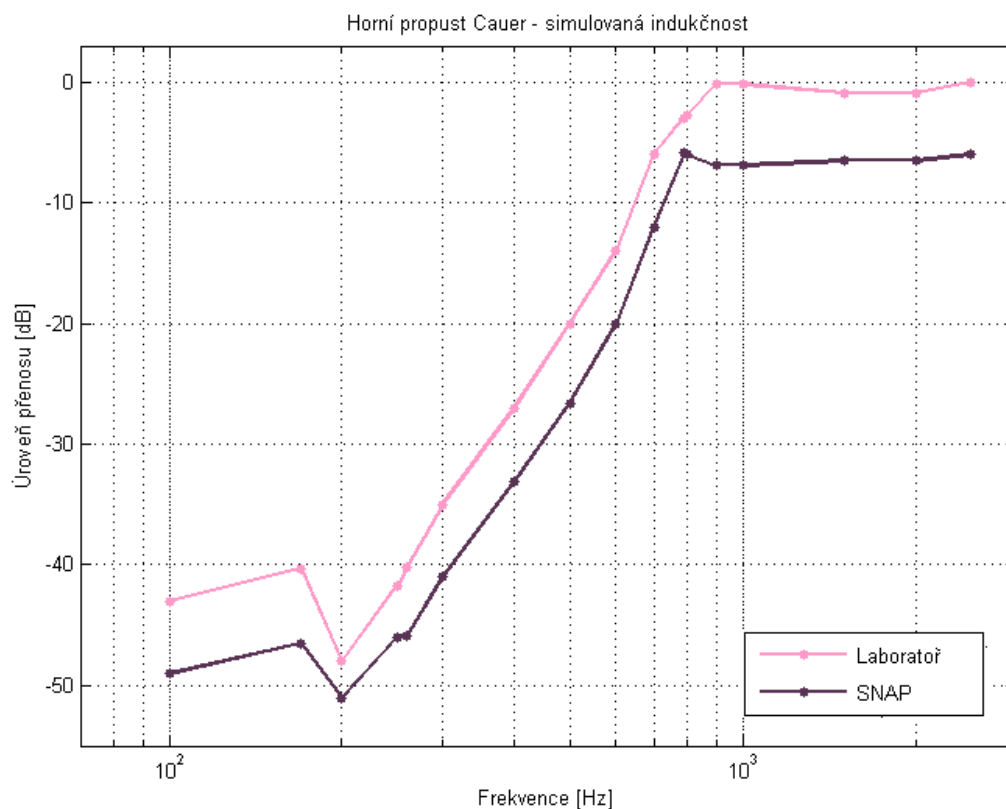


4.2.2 Zapojení pomocí GIC jako simulované indukčnosti

Tabulka 4.4: Tabulka naměřených a simulovaných hodnot pro HP s Cauerovou charakteristikou v zapojení s GIC

f [Hz]	U_2 [mV]	Laboratoř A [dB] - x_1	SNAP A [dB] - x_2	Δx [dB]	\bar{x} [dB]	$\bar{\delta x}$ [%]
100	14	-43,1845	-49,28	3	-46,2323	-0,07
250	16,6	-41,7049	-46,09	2	-43,8975	-0,05
260	20	-40,0864	-45,52	3	-42,8032	-0,07
400	90	-27,0222	-33,9	3	-30,4611	-0,1
700	1012	-6,0034	-12,962	3	-9,4827	-0,3
790	1430	-3,0003	-9,812	3	-6,4062	-0,5
800	1480	-2,7018	-9,267	3	-5,9844	-0,5
1000	1980	-0,1737	-6,935	3	-3,5544	-0,8
1500	1820	-0,9056	-6,534	3	-3,7198	-0,8
2000	1820	-0,9056	-6,534	3	-3,7198	-0,8
2500	2020	0	-6,534	3	-3,267	-1

Graf 4.4: Cauerova HP v zapojení s GIC



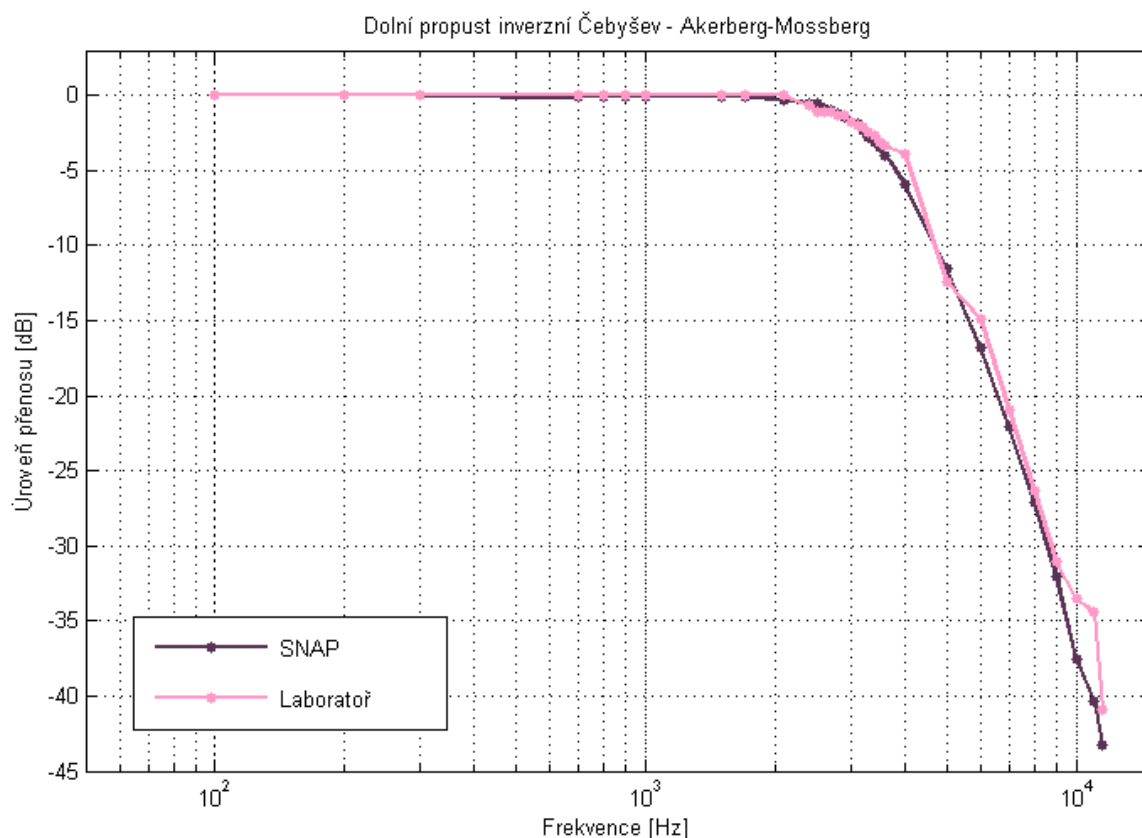
4.3 Porovnání dolní propusti s inverzní Čebyševovou charakteristikou

4.3.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg

Tabulka 4.5: Tabulka naměřených a simulovaných hodnot pro DP s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg

f [Hz]	U_2 [mV]	Laboratoř A [dB] - x_1	SNAP A [dB] - x_2	Δx [dB]	\bar{x} [dB]	$\bar{\delta x}$ [%]
100	2000	0	0	0	0	0
200	2000	0	0	0	0	0
700	2000	0	-0,1374	0,07	-0,0687	-1
2100	2000	0	-0,2748	0,1	-0,1374	-1
3400	1480	-2,6154	-3,16	0,3	-2,8877	-0,1
3500	1400	-3,098	-3,435	0,2	-3,2665	-0,06
4000	1280	-3,864	-5,908	1	-4,886	-0,2
5000	480	-12,3958	-11,54	0,4	-11,9679	-0,03
7000	180	-20,9151	-22,12	0,6	-21,5176	-0,03
11000	38	-34,4249	-40,37	3	-37,3976	-0,08
11500	18	-40,9151	-43,3	1	-42,1076	-0,02

Graf 4.5: Inverzní Čebyševova DP v zapojení Akerberg-Mossberg

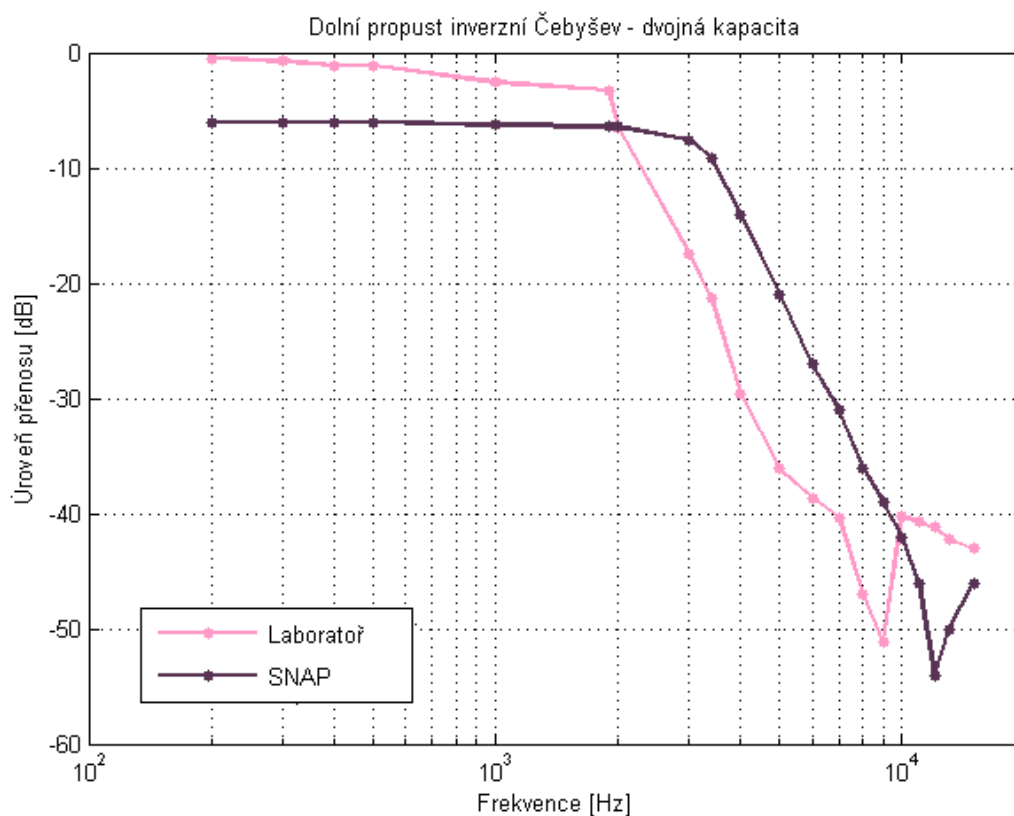


4.3.2 Zapojení pomocí GIC jako dvojná kapacita

Tabulka 4.6: Tabulka naměřených a simulovaných hodnot pro DP s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení s GIC

f [Hz]	U_2 [mV]	Laboratoř A [dB] - x_1	SNAP A [dB] - x_2	Δx [dB]	\bar{x} [dB]	$\bar{\delta}x$ [%]
200	1920	-0,5266	-6	3	-3,2633	-1
1000	1780	-1,1842	-6,373	3	-3,7786	-0,75
1900	1400	-3,2700	-6,84	2	-5,055	-0,4
3400	176	-21,2823	-9,123	6	-15,2027	-0,4
4000	68	-29,5424	-14,84	7	-22,1912	-0,3
5000	32	-36,0896	-21,81	7	-28,9498	-0,2
6000	24	-38,5884	-27,32	7	-31,4542	-0,2
7000	20	-40,1720	-31,08	5	-35,626	-0,1
10000	18	-41,0872	-42,05	0,5	-41,5686	-0,01
11000	18,8	-40,7094	-46,15	3	-43,4297	-0,07
13000	16	-42,1102	-50,85	4	-46,4801	-0,09

Graf 4.6: Inverzní Čebyševova DP v zapojení s GIC



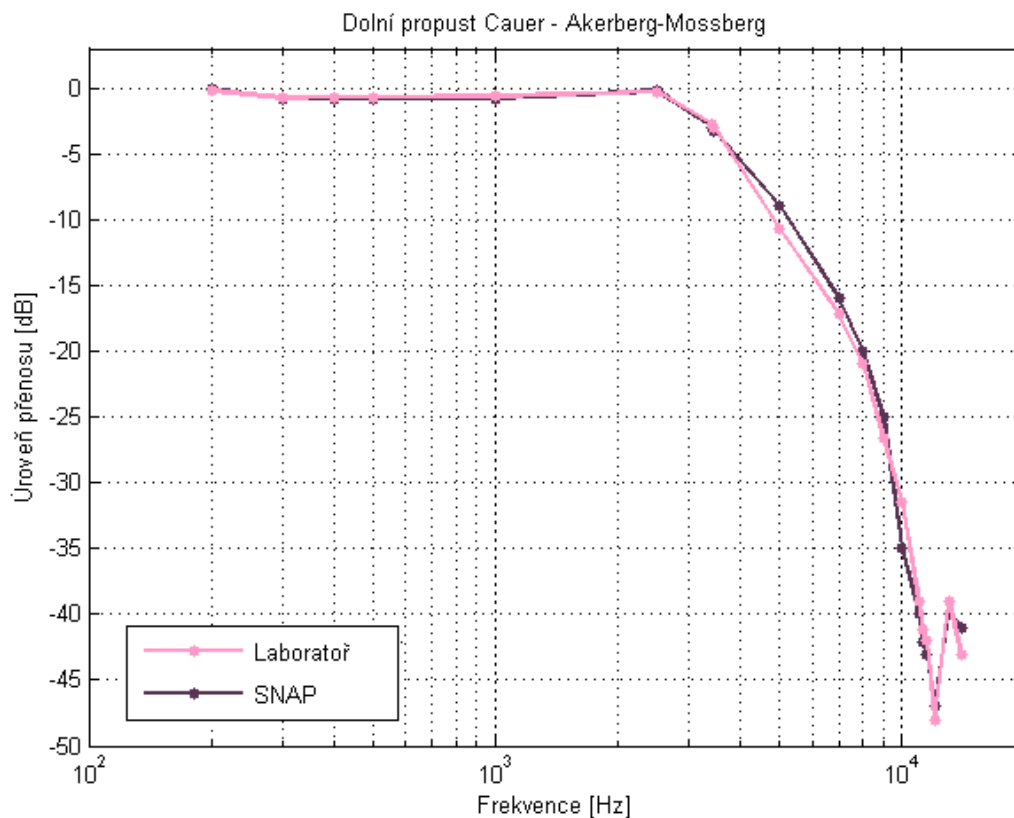
4.4 Porovnání dolní propusti s Cauerovou charakteristikou

4.4.1 Zapojení pomocí struktury Akerberg-Mossberg

Tabulka 4.7: Tabulka naměřených a simulovaných hodnot pro DP s Cauerovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg

f [Hz]	U_2 [mV]	Laboratoř A [dB] - x_1	SNAP A [dB] - x_2	Δx [dB]	\bar{x} [dB]	$\bar{\delta x}$ [%]
200	1960	-0,1754	0	0,09	-0,0877	-1
1000	1860	-0,6303	-0,826	0,1	-0,7282	-0,1
2500	1920	-0,3546	-0,238	0,06	-0,2963	-0,2
3400	1460	-2,7335	-3,12	0,2	-2,9268	-0,07
3440	1420	-2,9748	-3,26	0,1	-3,1174	-0,03
7000	280	-17,0774	-16,47	0,3	-16,7737	-0,02
8000	180	-20,9151	-20,05	0,4	-20,4826	-0,02
11000	22	-39,1721	-40,06	0,4	-39,6161	-0,01
11250	20	-40	-42,01	1	-41,005	-0,02
12000	8	-47,9588	-47,23	0,4	-47,5944	-0,008
13000	18	-40,9151	-40,22	0,3	-40,5676	-0,007

Graf 4.7: Cauerova DP v zapojení Akerberg-Mossberg

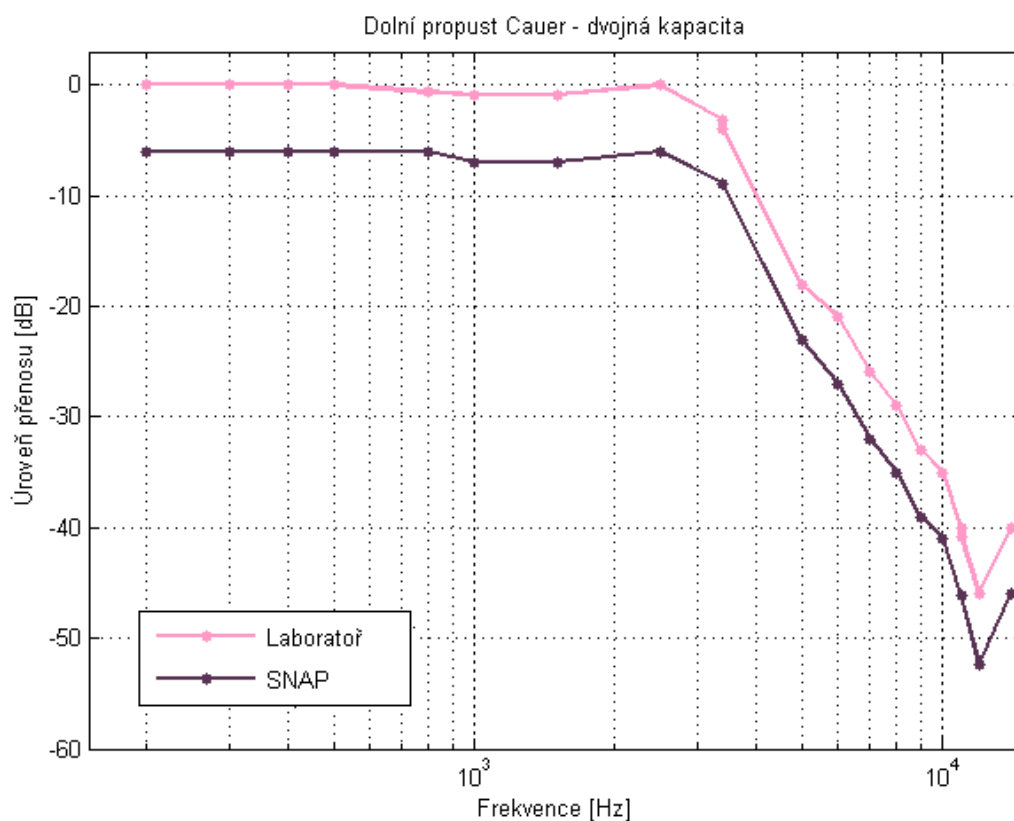


4.4.2 Zapojení pomocí GIC jako dvojná kapacita

Tabulka 4.8: Tabulka naměřených a simulovaných hodnot pro DP s Cauerovou charakteristikou v zapojení s GIC

f [Hz]	U_2 [mV]	Laboratoř A [dB] - x_1	SNAP A [dB] - x_2	Δx [dB]	\bar{x} [dB]	$\bar{\delta x}$ [%]
200	2040	0	-6	3	-3	-1
1000	1860	-0,8023	-6,962	3	-3,8822	-0,8
1500	1860	-0,8023	-6,962	3	-3,8822	-0,8
2500	2040	0	-6	3	-3	-1
3390	1440	-3,0254	-8,890	3	-5,9577	-0,5
3400	1300	-3,9137	-9,023	3	-6,4684	-0,4
5000	256	-18,0278	-23,42	3	-20,7239	-0,1
8000	72	-29,0459	-35,43	3	-32,2379	-0,09
10960	20,2	-40,0856	-45,97	3	-43,0278	-0,07
11000	18	-41,0872	-46,1	3	-43,5936	-0,07
12000	10	-46,1926	-52,91	3	-49,5513	-0,06
14000	18	-41,0872	-46,78	3	-43,9336	-0,07

Graf 4.8: Cauerova DP v zapojení s GIC



Závěr

Posláním této diplomové práce bylo prostudovat a popsat metodiku návrhu aktivních filtrů se strukturami Akerberg-Mossberg a Antoniovým konvertorem jako simulovanou indukčností a dvojnou kapacitou. Je vyprojektováno osm odlišných propustí. V zapojení Akerberg-Mossberg byli navrženy čtyři jednotlivé propusti – horní inverzní Čebyševovu propust, horní Caurovu propust, dolní inverzní Čebyševovu propust a dolní caurovu propust. V zapojení s Antoniovým konvertorem jako simulované indukčnosti byli navrženy propusti dvě, a to horní inverzní Čebyševova propust a Caurova horní propust. Posledními dvěma navrženými propustmi jsou dolní inverzní Čebyševova propust a dolní Caurova propust v zapojení s Antoniovým konvertorem jako dvojná kapacita. Vypočtené hodnoty nelze v praxi přesně odměřit, proto byly vypočtené hodnoty zaokrouhleny s ohledem na nejbližší možné hodnoty součástek k zakoupení. Použití nevhodně zaokrouhlených součástek by vedlo ke zkreslení kmitočtové charakteristiky.

Byla provedena simulace kmitočtových charakteristik jednotlivých propustí v programu pro analýzu lineárních obvodů SNAP a následně došlo k ověření laboratorním měřením. U horní propusti s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg došlo k posunu zlomového kmitočtu z hodnoty 800 Hz na 740 Hz s absolutní odchylkou 0,6 dB, v důsledku zmiňovaného zaokrouhlení součástek. U horní propusti s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení s GIC jako simulované indukčnosti došlo k posunu skutečného zlomového kmitočtu z hodnoty 800 Hz na 870 Hz s absolutní odchylkou 2 dB. U Caurovy horní propusti v zapojení Akerberg-Mossberg došlo k posunu zlomového kmitočtu z 800 Hz na 820 Hz s absolutní odchylkou 0,1 dB, v zapojení s GIC jako se simulovanou indukčností došlo k posunu zlomového kmitočtu z v původních 800 Hz na 790 Hz s absolutní odchylkou 3 dB. Dolní propust s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení Akerberg-Mossberg prokázala posun zlomového kmitočtu z 3400 Hz na 3500 Hz s absolutní odchylkou 0,2 dB. U dolní propusti s inverzní Čebyševovou charakteristikou v zapojení s GIC jako dvojná kapacita došlo k největšímu posunu zlomového kmitočtu všech propustí a to z 3400 Hz na 1900 Hz s absolutní odchylkou 2 dB. Důvodem takto rozdílného kmitočtu bylo použití součástek s nejméně přesným zaokrouhlováním, čímž byla demonstrována citlivost zapojení na změnu hodnot součástek. Čím nepřesnější zaokrouhlení, tím víc je kmitočtová charakteristika odlišnější a dochází k velkému posunu skutečného zlomového kmitočtu od původního vyprojektovaného návrhu. U Caurovy dolní propusti v zapojení Akerberg-Mossberg došlo k posunu zlomového kmitočtu o 40 Hz a to z 3400 Hz na 3440 Hz s absolutní odchylkou 0,1 dB. V zapojení s GIC jako dvojná kapacita došlo k posunu zlomového kmitočtu z 3400 Hz na 3390 Hz s absolutní odchylkou 3 dB. Jak je z výsledků měření patrné, tak k největším odchylkám docházelo oproti simulacím právě u filtrů se zapojením s Antoniovým konvertorem, a to ať už jako simulované indukčnosti či jako dvojná kapacita. Je to dáno posunutím amplitudové osy v programu SNAP o 6 dB níže u všech pasivních filtrů, a to i filtrů vycházejících z pasivních filtrů, což navržené aktivní filtry s GIC bezesporu jsou. Vliv na kmitočtové charakteristiky mají i použité operační zesilovače, jelikož v simulacích je použito ideálních operačních zesilovačů, jenž v praxi neexistují. Nekonečně velké napětové zesílení ideálních operačních zesilovačů je u reálných OZ omezeno napájecím napětím. Stejně tak se přikládá k vlastnostem ideálního OZ nekonečně velký vstupní odpor, nulový výstupní odpor a absence ofsetu a driftu, což u reálných OZ není možné. V laboratorním měření u struktur Akerberg-Mossberg docházelo k zákmitům výstupního signálu, což vede k menší stabilitě oproti struktuře s GIC. Je to

dáno zapojením třetího operačního zesilovače jako invertoru, přenášeného vstupní signál U_1 na výstupní signál U_2 konstantním, záporným časově nezávislým přenosem. Bylo vyzkoušeno možné řešení, a to vybrání rozdílných hodnot pro odpory R_A , zákmity se však nepodařilo odstranit v úplné míře, a tak bylo ponecháno původní zapojení s rovnajícími se odpory R_A . Struktura Akerberg-Mossberg se tedy v laboratorním měření jevila jako méně stabilní než struktura s GIC. Také co do počtu součástek je na tom lépe struktura s GIC, která pro stejný řád filtru potřebuje méně součástek než struktura Akerberg-Mossberg.

Díky této diplomové práci jsem si osvojila návrh inverzních Čebyševových i o něco na výpočet složitějších Caurových filtrů. Osvěžila vědomosti, co se týká práce v programu SNAP a získala jsem potřebné znalosti k jejich reálnému odměření pomocí nepájivého pole.

Použitá literatura

- [1] HÁJEK, Karel a Jiří SEDLÁČEK. *Kmitočtové filtry*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-023-7.
- [2] MASON, J. C. a D. C. HANDSCOMB. *Chebyshev polynomials*. Boca Raton, Fla.: Chapman & Hall/CRC, c2003. ISBN 978-0849303555.
- [3] KOLMOGOROV, A. N. a A. P. ĪUSHKEVICH. *Mathematics of the 19th century: function theory according to Chebyshev, ordinary differential equations, calculus of variations, theory of finite differences*. Boston: Birkhäuser Verlag, c1998. ISBN 978-3764358457.
- [4] MILNE, J. S. *Elliptic curves*. United States?: BookSurge Publishers, c2006. ISBN 978-1419652578.
- [5] LOZANO-ROBLEDOS, Alvaro. *Elliptic curves, modular forms, and their L-functions*. Princeton, N.J. ": Institute for Advanced Study, c2011. ISBN 978-0821852422.
- [6] TIETZE, U., Ch. SCHENK a E. GAMM. *Electronic circuits: handbook for design and application*. 2nd ed. New York: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008. ISBN 978-3-540-00429-5.
- [7] ANTONIOU, Andreas. *Realisation of gyrators using operational amplifiers, and their use in RC – active – network synthesis*, Proc. IEEE, vol. 116, no. 11, 1969, pp. 1838-1850
- [8] ANTONIOU, Andreas. *Digital filters: analysis, design, and applications*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, c1993. ISBN 978-0070021211.
- [9] RAMIREZ-MUNOZ, D., SANCHEZ, J., CASANS, C., REIG, C., NAVARRO, A. E. *Series Sensor Current Loop from a Generalized Impedance Converter Circuit with Reference Current Input*, 2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Sorrento, 2006, pp. 2265-2270.
- [10] VAVRA, J., BAJER, J. BIOLEK, D. *Frequency dependent negative resistor based on differential-input buffered and transconductance amplifier*, 2012 IEEE 27th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, Eilat, 2012, pp. 1-4.
- [11] CHEN, Wai-Kai. *The electrical engineering handbook*. Boston: Elsevier Academic Press, c2005.
- [12] BIOLEK, D. Program SNAP v. 2.6: *Nové možnosti pro výuku i výzkum*. In STO- 7. VA Brno: VA Brno, 1999. s. 66 (s.)ISBN: 80-214-1154- 6.
- [13] GAJDOŠÍK, Libor. *Návrh analogových filtrů*. Praha: BEN - technická literatura, 2013. ISBN 978-80-7300-468-2.
- [14] DAVÍDEK, Vratislav, Miloš LAIPERT a Miroslav VLČEK. *Analogové a číslicové filtry*. Praha: České vysoké učení technické, 2000. ISBN 80-01-02178-5.
- [15] VAN VALKENBURG, M. E. *Analog filter design*. New York: Holt, Rinehart, and Winston, c1982. ISBN 978-0030592461.

- [16] LAM, Harry Y. F. *Analog and digital filters ; design and realization*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, c1979. ISBN 978-0130327550.
- [17] WILLIAMS, Arthur Bernard a Fred J. TAYLOR. *Electronic filter design handbook*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, c1995. ISBN 978-0070704411.
- [18] PARKS, T. W. a C. S. BURRUS. *Digital filter design*. New York: Wiley, c1987. ISBN 978-0471828969.
- [19] SCHLICHTHÄRLE, Dietrich. *Digital filters: basics and design*. 2nd ed. New York: Springer-Verlag, c2011. ISBN 978-3642143243
- [20] CHEN, Carson. *Active filter design*. Rochelle Park, N.J.: Hayden Book Co., c1982. ISBN 978-0810409590.
- [21] DIAMETRAL, <https://www.diametral.cz/> [online], 2017. Dostupné z: <http://www.diametral.cz/ac-dc-zdroje/dc-regulovatelne-zdroje/laboratorni/laboratorni-zdroj-p230r51d-2x-030v/4a-1x-5v/3a.html>
- [22] TEKTRONIX, <http://www.tek.com> [online], 2017. Dostupné z: <http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/TDS1000-Oscilloscope-Datasheet-3GW256444.pdf>
- [23] KEYSIGHT TECHNOLOGIES <https://www.keysight.com> [online], 2017. Dostupné z: <http://www.keysight.com/en/pd-1407410-pn-33210A/function-arbitrary-waveform-generator-10-mhz?pm=OP&nid=-536902257.793368&cc=CZ&lc=eng>
- [24] GM electronic, <https://www.gme.cz> [online], 2017. Dostupné z: <https://www.gme.cz/nepajive-kontaktni-pole-1640p>
- [25] HUGHES, Ifan a Thomas P. A. HASE. *Measurements and their uncertainties: a practical guide to modern error analysis*. Oxford: Oxford University Press, 2010. ISBN 978-0199566334.
- [26] BUONACCORSI, John P. *Measurement error: models, methods, and applications*. Boca Raton: CRC Press, c2010. Interdisciplinary statistics. ISBN 978-1420066562.
- [27] TEXAS INSTRUMENTS Incorporated, <https://www.ti.com> [online], 2017. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slos066w/slos066w.pdf>

Seznam příloh

Příloha A:	Koeficienty přenosové funkce aktivní NDP inverzních Čebyševových filtrů	I
Příloha B:	Koeficienty přenosové funkce aktivní NDP Caueroých filtrů.....	II
Příloha C:	Horní propust 1.řádu	III
Příloha D:	Dolní propust 1. řádu.....	IV
Příloha E:	Hodnoty stavebních prvků NDP.....	V
Příloha F:	Seznam zakoupených součástí	VI

Příloha na CD.

Příloha A: Koeficienty přenosové funkce aktivní NDP inverzních Čebyševových filtrů

Tabulka A.1: Koeficienty přenosové funkce aktivní NDP inverzních Čebyševových filtrů
pro $A_{min} = 40 \text{ dB}$ [13]

$\text{pro } n \text{ liché } H(p) = \frac{H_0}{p+b_1} \prod_{i=2}^k \frac{p^2+c_i}{p^2+a_i p+b_i} \quad \text{pro sudé } n \ H(p) = H_0 \prod_{i=1}^k \frac{p^2+c_i}{p^2+a_i p+b_i}$					
Inverzní Čebyšev, $A_{max} = 3 \text{ dB}$					
řád	sekce	$A_{min} = 40 \text{ dB}$			
n	i	H_0	a_i	b_i	c_i
2	1	0,0100	1,4158	1,0123	101,23
3	1	0,0903	-	1,0610	-
	2	-	0,9706	1,0229	12,093
4	1	0,01	0,6895	1,0385	4,7534
	2	-	2,0325	1,2680	27,705
5	1	0,0808	-	1,2735	-
	2	-	0,5041	1,0387	2,8892
	3	-	1,6968	1,3355	7,5640
6	1	0,01	0,3792	1,0351	2,1498
	2	-	1,3342	1,3330	4,0117
	3	-	2,5589	1,8716	29,944
7	1	0,0910	-	1,5647	-
	2	-	0,2931	1,0306	1,7798
	3	-	1,0353	1,2991	2,7676
	4	-	2,2158	1,9240	8,9863
8	1	0,01	0,2322	1,0263	1,5668
	2	-	0,8105	1,2581	2,1800
	3	-	1,7823	1,8486	4,8828
	4	-	3,1469	2,7669	39,598

Příloha B: Koeficienty přenosové funkce aktivní NDP Caueroých filtrů

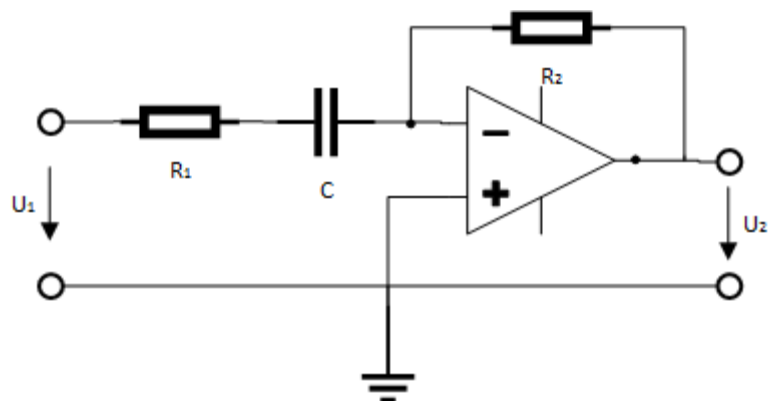
Tabulka B.1: Koeficienty přenosové funkce aktivní NDP Caueroých filtrů pro $A_{min} = 40 \text{ dB}$ [13]

$\text{pro } n \text{ liché } H(p) = \frac{H_0}{p+b_1} \prod_{i=2}^k \frac{p^2+c_i}{p^2+a_i p+b_i} \quad \text{pro sudé } n \text{ } H(p) = H_0 \prod_{i=1}^k \frac{p^2+c_i}{p^2+a_i p+b_i}$					
Cauer, $A_{max} = 1 \text{ dB}$					
řád	sekce	$A_{min} = 40 \text{ dB}$			
n	i	H_0	a_i	b_i	c_i
2	1	0,0100	1,0915	1,1081	98,754
3	1	0,0692	-	0,5237	-
	2	-	0,4545	1,0053	7,6084
4	1	0,0100	0,7286	0,3618	12,426
	2	-	0,2105	0,9985	2,5905
5	1	0,0469	-	0,3853	-
	2	-	0,4382	0,5971	3,1127
	3	-	0,0998	0,9989	1,5720
6	1	0,0100	0,6310	0,2677	8,7776
	2	-	0,2368	0,7799	1,7081
	3	-	0,0476	0,9994	1,2406
7	1	0,0434	-	0,3576	-
	2	-	0,4118	0,5168	2,6432
	3	-	0,1203	0,8879	1,2901
	4	-	0,0227	0,9997	1,1083
8	1	0,01	0,6090	0,2492	8,1501
	2	-	0,2313	0,7279	1,5803
	3	-	0,0591	0,9448	1,1291
	4	-	0,0108	0,9998	1,0503

Horní propust 1.řádu

Příloha C: *Horní propust 1.řádu*

Tabulka C.1: *Horní propust 1.řádu pro inverzní Čebyševovy a Caurovy filtry [13]*



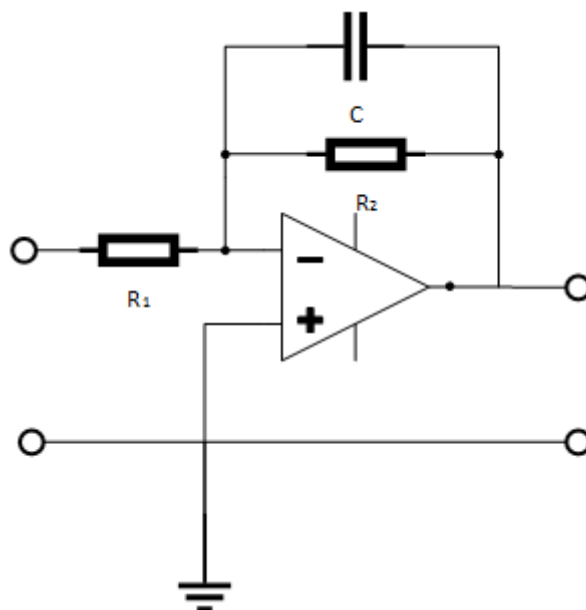
$$H(p) = -\frac{k'_1}{p + b_1}$$

volí se hodnoty	f_c, C	
počítají se hodnoty	$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c b_1 C}$	$R_2 = \frac{k'_1}{2\pi f_c b_1 C}$

Dolní propust 1. řádu

Příloha D: *Dolní propust 1. řádu*

Tabulka D.1: *Dolní propust 1. řádu pro inverzní Čebyševovy a Cauchyovy filtry [13]*

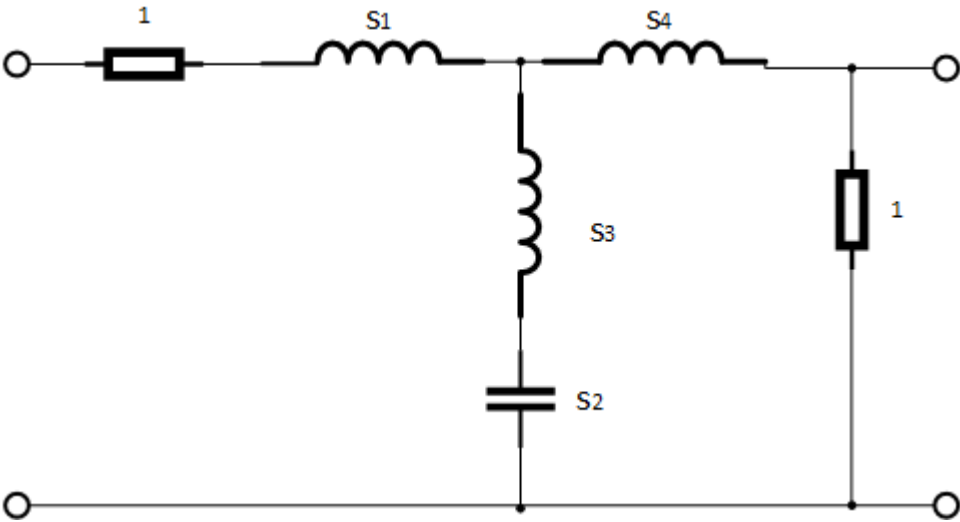


$$H(p) = -\frac{k'_1}{p + b_1}$$

volí se hodnoty	f_c, C	
počítají se hodnoty	$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c k'_1 C}$	$R_2 = \frac{1}{2\pi f_c b_1 C}$

Příloha E: Hodnoty stavebních prvků NDP

Tabulka E.1: Hodnoty stavebních prvků NDP 3.řádu inverzních Čebyševových a Cauerových filtrů [13]

				
inverzní Čebyšev, $A_{max} = 3 \text{ dB}$				
A_{min}	s_1	s_2	s_3	s_4
30	0,8810	1,7619	0,0948	0,8810
40	0,9425	1,8850	0,0439	0,9425
50	0,9725	1,9449	0,0203	0,9725
60	0,9867	1,9734	0,0094	0,9867
70	0,9934	1,9808	0,0044	0,9934
Cauer, $A_{max} = 1 \text{ dB}$				
A_{min}	s_1	s_2	s_3	s_4
30	1,7871	0,8080	0,3243	1,7871
40	1,9094	0,9042	0,1454	1,9094
50	1,9696	0,9516	0,0665	1,9696
60	1,9983	0,9742	0,0307	1,9983
70	2,0018	0,9848	0,0142	2,0018
Cauer, $A_{max} = 3 \text{ dB}$				
A_{min}	s_1	s_2	s_3	s_4
30	2,8334	0,5270	0,7192	2,8334
40	3,0946	0,6205	0,3193	3,0946
50	3,2273	0,6681	0,1457	3,2273
60	3,2916	0,6912	0,0672	3,2916
70	3,3221	0,7021	0,0311	3,3221

Seznam zakoupených součástek

Příloha F: Seznam zakoupených součástek

Tabulka F.1: Seznam zakoupených součástek

Metalizované rezistory				
Kód produktu	Odpor [Ω]	Příkon [W]	Množství	Cena [Kč]
119-410	20k	0,4	6	11,40
119-088	3k	0,4	5	11,00
119-063	3k3	0,25	1	2,60
119-199	4k3	0,4	2	4,40
119-074	4k7	0,25	4	10,40
119-337	36k	0,4	2	4,40
119-221	91k	0,4	2	4,40
119-404	100k	0,4	2	3,80
119-216	180k	0,4	1	2,20
114-473	8k2	1	2	3,80
119-012	15k	0,4	3	6,60
119-219	6k2	0,4	1	2,20
119-407	22k	0,4	6	11,40
119-222	9k1	0,4	2	4,40
119-124	10k	0,4	1	2,20
119-229	51k	0,4	1	2,20
119-125	200k	0,4	2	5,40
Keramické kondenzátory				
Kód produktu	Kapacita [F]	Napětí [V]	Množství	Cena [Kč]
120-207	10n	50	3	6,90
120-078	220n	50	1	8,50
120-142	4,7n	50	2	2,60
120-172	470n	50	4	23,20
120-059	68n	63	1	1,60
Operační zesilovače				
Kód produktu	Typ	Pouzdro	Množství	Cena [Kč]
310-017	Bipolární	DIP8	2	22,00
310-012	Bipolární	DIP14	2	14,80
				Cena celkem [Kč]
				172,40
